

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**Proposição, Análise, Projeto e  
Implementação Prática de  
Um Novo Retificador Trifásico  
com Elevado Fator de Potência**

Tese submetida à Universidade Federal de Santa Catarina  
para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica

**Ewaldo Luiz de Mattos Mehl**

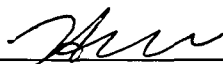
Florianópolis, 1996.

# Proposição, Análise, Projeto e Implementação Prática de Um Novo Retificador Trifásico com Elevado Fator de Potência

**Ewaldo Luiz de Mattos Mehl**

Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do título de Doutor em Engenharia, especialidade Engenharia Elétrica, área de Sistemas de Energia, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação.

Florianópolis, 31 de maio de 1996.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Orientador



Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr.  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

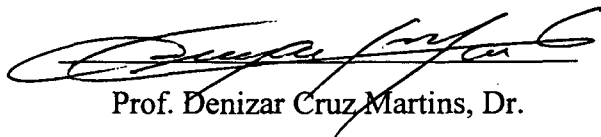
## BANCA EXAMINADORA:



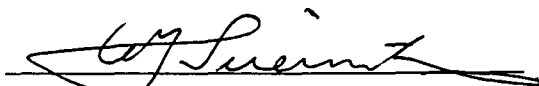
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr.



Prof. Domingos Sávio Lyrio. Simonetti, Dr.

## Referência Bibliográfica e Resumo

MEHL, Ewaldo Luiz de Mattos. *Proposição, análise, projeto e implementação prática de um novo retificador trifásico com elevado fator de potência*. Florianópolis, 1996. 130f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Curso de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina.

Orientador: Ivo Barbi

Defesa: 31/05/96

Apresentação de um novo [circuito eletrônico] [retificador trifásico], no qual emprega-se indutores de entrada e três interruptores semicondutores com característica de corrente bidirecional. A principal característica do novo circuito é apresentar [Fator de Potência] próximo à unidade e baixo valor da [Taxa de Distorção Harmônica] das correntes de entrada. É apresentada uma revisão sobre o Fator de Potência e sobre o comportamento dos retificadores trifásicos quando conectados ao sistema elétrico, bem como as principais alternativas até o momento existentes na literatura especializada sobre a correção do Fator de Potência de retificadores trifásicos. Através da análise do circuito, foi deduzido um conjunto de equações que descrevem o comportamento do novo retificador, comparando-se os resultados obtidos com resultados de simulações do circuito. Em seguida são apresentadas as equações para projeto, bem como a implementação prática de dois protótipos de laboratório usando-se o novo retificador. Os ensaios levados a efeito nos protótipos em laboratório confirmaram as previsões teóricas quanto ao desempenho do circuito proposto. Foi também detectado por meio de ensaios que o novo circuito permite a obtenção de tensão de saída regulada em uma ampla faixa de potência, através do controle do ângulo de condução dos interruptores bidirecionais.

Para Herley Mehl, meu pai, que nos  
deixou tão cedo...

## AGRADECIMENTOS

Ao Professor Ivo Barbi, pelos ensinamentos recebidos e pela orientação segura e competente no decorrer do Curso de Doutorado e, em especial, durante todas as etapas de elaboração do trabalho de pesquisa que culminou nessa Tese.

Aos professores Arnaldo José Perin (INEP-UFSC), Denizar Cruz Martins (INEP-UFSC), Walter Issamu Suemitsu (COPPE-UFRJ) e Domingos Sávio Lyrio Simonetti (UFES), pela participação na Banca Examinadora da Tese de Doutorado, juntamente com suas contribuições e sugestões para o aprimoramento desse trabalho.

Aos professores Ênio Valmor Kassick, Hari Bruno Mohr e João Carlos dos Santos Fagundes, do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC, pelos ensinamentos adquiridos nas ocasiões em que tive o privilégio de ser seu aluno e pela amizade demonstrada durante minha permanência em Florianópolis.

Aos funcionários do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC Antônio Luís S. Pacheco e Luiz Marcellus Coelho, pelo auxílio e contribuições durante os trabalhos de montagem dos protótipos.

Aos colegas no Curso de Doutorado, professores Alexandre Ferrari de Souza (INEP-UFSC), Carlos Alberto Canesin (UNESP), Carlos Augusto Ayres (EFEI) e Henrique Antônio Carvalho Braga (UFJF), pela amizade e colaboração em várias ocasiões.

Aos colegas em várias disciplinas durante a fase de obtenção de créditos, César André Pedersen, Everton Luiz Ferret dos Santos, Fernando Cardoso Castaldo, Gilberto Valentin Silva e Gilvani dos Santos Ferret, pela amizade e companheirismo durante este período.

Ao colega na Universidade Federal de Santa Catarina, Peter Mantovanelli Barbosa, que com satisfação reencontro como professor na Universidade Federal do Paraná, pelo auxílio nos trabalhos de laboratório, pela contribuição na revisão do texto final e pela amizade demonstrada em várias ocasiões.

Ao Eng<sup>o</sup> Paulo R. Gaidzinski, atualmente na empresa PHB ELETRÔNICA, pela ajuda prestada durante os trabalhos experimentais na Universidade Federal de Santa Catarina.

Aos dirigentes da INDEL INDÚSTRIA ELETRÔNICA LTDA., pela colaboração na forma de componentes para a montagem de um dos protótipos e, em especial, ao seu funcionário Eng<sup>o</sup> Claudiner Mendes de Seixas, pelo apoio e incentivo na fase de projeto.

Aos colegas professores no Departamento de Eletricidade da Universidade Federal do Paraná, por terem me incentivado a realizar o Curso de Doutorado e assumido as aulas e demais tarefas que me caberiam, durante o período em que estive ausente de Curitiba.

À Universidade Federal do Paraná, por ter permitido o afastamento de minhas atividades em Curitiba, tornando possível esse aperfeiçoamento, e à CAPES, pelas bolsas recebidas e pelo auxílio para apresentação de trabalho em congresso internacional.

Aos demais alunos, funcionários e bolsistas do Instituto de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Santa Catarina, pelo apoio em diversas ocasiões e pela oportunidade de sua companhia.

Aos amigos que ganhei durante minha permanência em Florianópolis, pois me receberam com carinho e me ajudaram a suportar a ausência do lar.

À minha família, pelo estímulo e compreensão que sempre demonstraram em todos os passos da minha vida.

# Sumário

	Página
Simbologia	viii
Biografia do Autor	xi
Resumo	xii
<i>Abstract</i>	xiii
Apresentação	xiv
<b>Capítulo 1: Histórico, Motivações e Revisão Bibliográfica</b>	
1.1. Apresentação	1
1.2. Fundamentos Históricos	2
1.3. Fator de Potência em Cargas Lineares	3
1.4. Fator de Potência de Equipamentos Eletrônicos	6
1.5. Fator de Potência e a Qualidade do Sistema Elétrico	10
1.6. Normas Técnicas	12
1.7. Algumas Soluções para Elevação do Fator de Potência em Retificadores Trifásicos	15
1.7.1. Retificador Trifásico com Filtro Indutivo no Lado AC	15
1.7.2. Retificador Trifásico com Filtro Indutivo no Lado DC	18
1.7.3. Retificador Trifásico com Transformador Trifásico Auxiliar	19
1.7.4. Adição de um Conversor DC-DC operando com Corrente Descontínua	20
1.7.5. Retificador Trifásico com LITs	22
1.7.6. Retificador Trifásico com Três Interruptores Auxiliares ligados ao Neutro	24
1.7.7. Retificador Trifásico com Modulação por Largura de Pulso	26
1.8. Conclusões	27
<b>Capítulo 2: Proposta de um Novo Retificador Trifásico</b>	
2.1. Apresentação	30
2.2. Desenvolvimento do Novo Retificador Trifásico	30
2.3. Conclusões	34
<b>Capítulo 3: Análise Matemática</b>	
3.1. Apresentação	36
3.2. Suposições Gerais	36
3.3. Estados Topológicos	37
3.4. Análise da “Etapa Ímpar”	40
3.5. Análise da “Etapa Par”	44
3.6. Um Circuito Monofásico Equivalente	48
3.7. Introdução da “Indutância Crítica”	54
3.8. Cálculo da “Indutância Crítica”	56

3.9. Análise Harmônica, Taxa de Distorção Harmônica e Fator de Potência .....	58
3.10. Comparação do Modelo Matemático com Resultados de Simulação .....	60
3.10.1. Obtenção de Parâmetros para Simulação de um Caso—Exemplo .....	60
3.10.2. Principais Resultados da Simulação .....	62
3.11. Conclusões .....	66

#### Capítulo 4: Equações e Considerações Adicionais para Projeto

4.1. Apresentação .....	68
4.2. Implementação dos Interruptores Bidirecionais .....	68
4.3. Dados para Projeto .....	70
4.4. Tensão Média de Saída e Corrente Média na Carga .....	70
4.5. Dimensionamento dos Indutores de Entrada .....	71
4.6. Dimensionamento dos Componentes dos Interruptores Bidirecionais .....	72
4.7. Dimensionamento dos Diodos Retificadores .....	75
4.8. Considerações quanto aos Capacitores de Saída .....	77
4.9. Conclusões .....	78

#### Capítulo 5: Trabalhos Experimentais

5.1. Apresentação .....	79
5.2. Projeto do Primeiro Protótipo .....	79
5.2.1. Tensão de Saída e Corrente Média para Potência Nominal .....	80
5.2.2. Indutores de Entrada .....	80
5.2.3. Componentes dos Interruptores Bidirecionais .....	81
5.2.4. Diodos Retificadores .....	83
5.2.5. Circuito para Geração dos Sinais de Comando dos Interruptores .....	83
5.2.6. Capacitores Eletrolíticos .....	86
5.3. Ensaio do Primeiro Protótipo .....	86
5.3.1. Ensaio com Potência Nominal e Ângulo de Condução fixo em 30° .....	87
5.3.2. Comportamento com Carga Variável e Ângulo de Condução Fixo .....	90
5.3.3. Utilização do Ângulo de Condução para Regulação da Tensão de Saída .....	91
5.4. Projeto do Segundo Protótipo .....	95
5.4.1. Tensão de Saída e Corrente Média para Potência Nominal .....	96
5.4.2. Indutores de Entrada .....	96
5.4.3. Componentes dos Interruptores Bidirecionais .....	97
5.4.4. Diodos Retificadores .....	98
5.4.5. Circuito para Geração dos Sinais de Comando dos Interruptores .....	98
5.4.6. Capacitores Eletrolíticos .....	99
5.5. Ensaio do Segundo Protótipo .....	99
5.5.1. Ensaio em Carga Nominal .....	100
5.5.2. Característica de Saída .....	101
5.5.3. Utilização do Ângulo de Condução para Regulação da Tensão de Saída .....	102
5.6. Conclusões .....	104

Capítulo 6: Discussão dos Resultados Experimentais	
6.1. Apresentação .....	105
6.2. Comparações com Soluções “Passivas” .....	105
6.3. Comparações com Soluções “Ativas” .....	106
6.3.1. Índice de Comutação .....	106
6.3.2. Comparação com o Retificador Trifásico associado a um Conversor DC-DC .....	108
6.3.3. Comparação com o Retificador Trifásico com Três Interruptores e Modulação de Largura de Pulso .....	111
6.4. Conclusões .....	112
 Capítulo 7: Conclusões Gerais .....	 113
 Referências Bibliográficas .....	 116



## Simbologia

### 1. Símbolos usados em expressões matemáticas

Símbolo	Significado	Unidade
$\alpha$	Intervalo angular durante o qual os interruptores bidirecionais estão em estado de condução	°
$\omega$	Frequência angular da rede de corrente alternada	rad/s
$\omega_n$	Frequência angular da n-ésima componente harmônica da corrente	rad/s
$\pi$	3,141592654	
$\varphi$	Ângulo de defasamento da corrente em relação à tensão	°
$\varphi_1$	Ângulo de defasamento da primeira componente harmônica da corrente em relação à tensão	°
$\varphi_n$	Ângulo de defasamento da n-ésima componente harmônica da corrente em relação à tensão	°
$\eta(\%)$	Taxa de eficiência percentual	
$\psi_{\max}$	Índice de Comutação Máxima	
$\psi_{\text{med}}$	Índice de Comutação Média	
$\psi_{\text{rms}}$	Índice de Comutação Eficaz	
$\cos$	Função trigonométrica co-seno	
$f$	Frequência da rede de corrente alternada	Hz
$I$	Amplitude da corrente alternada senoidal	A
$I(t)$	Função matemática da corrente elétrica no tempo	A
$I_i$	Valor eficaz da corrente alternada de entrada do retificador	A
$I_{\max(D)}$	Valor máximo da corrente que flui através de um dos diodos retificadores	A
$I_{\max(L)}$	Valor máximo da corrente que flui através de um dos indutores de entrada	A
$I_{\max(S)}$	Valor máximo da corrente que flui nos interruptores bidirecionais do retificador	A
$I_o$	Corrente média na carga, em corrente contínua	A
$I_{\text{rms}}$	Valor eficaz da corrente alternada	A
$I_{\text{rms}(1)}$	Valor eficaz da primeira componente harmônica da corrente	A
$I_{\text{rms}(C)}$	Valor eficaz da corrente que flui através de um dos capacitores de saída	A
$I_{\text{rms}(D)}$	Valor eficaz da corrente que flui através de um dos diodos retificadores	A
$I_{\text{rms}(L)}$	Valor eficaz da corrente que flui através de um dos indutores de entrada	A
$I_{\text{rms}(S)}$	Valor eficaz da corrente que flui nos interruptores bidirecionais do retificador	A
$L$	Indutância crítica do retificador	H
$P$	Potência média em corrente contínua; Potência eficaz em corrente alternada	W
$Q$	Potência reativa	var
$R$	Resistência	$\Omega$
$s$	Variável fundamental no domínio da frequência complexa	
$S$	Potência aparente	V.A
$\text{sen}$	Função trigonométrica seno	

$t$	Tempo	s
$T$	Período de uma oscilação periódica	s
$V$	Amplitude da tensão alternada senoidal	V
$v(t)$	Função matemática da tensão no tempo	V
$V_{cap}$	Tensão média nos terminais do capacitor eletrolítico	V
$V_i$	Valor eficaz da tensão de linha (“fase—fase”) da rede trifásica em corrente alternada	V
$V_{max(D)}$	Valor máximo da tensão entre os terminais do diodo retificador durante o bloqueio	V
$V_{max(M)}$	Valor máximo da tensão entre os terminais <i>drain</i> e <i>source</i> do MOSFET durante o bloqueio	A
$V_o$	Tensão média sobre a carga, em corrente contínua	V
$V_{rms}$	Valor eficaz da tensão alternada	A
$Z$	Impedância	$\Omega$

2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
C	Capacitor
D	Diodo
L	Indutor
M	MOSFET
R	Resistor
S	Interruptor bidirecional
V	Fonte de tensão

3. Acrônimos e Abreviaturas

	Significado
AC	Corrente alternada (do inglês <i>alternate current</i> )
CAPES	Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CENELEC	<i>Commission Européen pour la Normalisation Eléctrique</i>
Cf.Eq.	Conforme a Equação
CI	circuito integrado
DC	Corrente contínua (do inglês <i>direct current</i> )
div.	Divisão
Eq.	Equação
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Isolated-Gate Bipolar Transistor</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PWM	<i>pulse width modulation</i>

rms	<i>root mean square</i> (valor eficaz)
TDD	taxa de distorção harmônica relativamente à máxima corrente de demanda
TDH	taxa de distorção harmônica de um sinal periódico
TELEBRÁS	Telecomunicações do Brasil S.A.
UFPR	Universidade Federal do Paraná
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina

#### 4. Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas do SI (Sistema Internacional de Unidades)

Símbolo	Nome da Unidade
$\Omega$	ohm
A	ampère
F	farad
H	henry
Hz	hertz
kg	quilograma
kW.h	quilowatt-hora
m	metro
rad/s	radianos por segundo
s	segundo
V	volt
W	watt

#### 5. Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas fora do SI, usados pela prática

Símbolo	Nome da Unidade
°	grau trigonométrico

## Biografia do Autor

EWALDO LUIZ DE MATTOS MEHL nasceu em Curitiba, Paraná, em 29 de fevereiro de 1956. Concluiu o Curso de graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Federal do Paraná (UFPR) em 1980, tendo no mesmo ano começado a trabalhar na Companhia Paranaense de Energia Elétrica (COPEL), na área de manutenção de centrais hidrelétricas. Em 1982, aprovado em concurso público, começou a lecionar no Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná (UFPR), ao mesmo tempo em que, na COPEL, era transferido para o recém—criado Laboratório Central de Eletrotécnica e Eletrônica (LAC), centro de ensaios e pesquisas mantido sob convênio entre a UFPR e a COPEL, em Curitiba. No LAC, participou da montagem do Laboratório de Padrões Elétricos, destinado a aferição de instrumentos elétricos e chefiou o setor encarregado de ensaios em equipamentos de baixa tensão. No período de 1985 a 1986 licenciou-se de suas atividades na UFPR e na COPEL para realizar Curso de Pós-Graduação a nível de Mestrado na Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ), na área de Materiais Elétricos. A pesquisa que levou à dissertação de Mestrado teve como tema uma proposta de ensaio para envelhecimento acelerado de materiais dielétricos. Defendeu sua dissertação de Mestrado em julho de 1987, obtendo grau de Mestre em Ciências e Engenharia de Materiais, através da Coordenação dos Programas de Pós-Graduação em Engenharia (COPPE) da UFRJ. Em 1988 realizou um estágio técnico no *Institut de Recherche d'Hydro-Québec* (IREQ) em Montreal, Canadá e um curso de especialização em materiais semicondutores no *Massachusetts Institute of Technology* (MIT) em Cambridge, EUA. Em março de 1989 desligou-se da COPEL e passou a atuar na UFPR em regime de dedicação exclusiva. Além das atividades didáticas junto ao Curso de Engenharia Elétrica, na UFPR coordenou trabalhos de pesquisa na área de simulação e projeto de dispositivos semicondutores integrados e chefiou projetos de integração Universidade—Indústria. A partir de março de 1992 licenciou-se novamente da UFPR, com o objetivo de realizar Curso de Doutorado na Universidade Federal de Santa Catarina, em Florianópolis, na área de Sistemas de Energia, trabalhando junto ao Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), sob orientação do Prof. Dr. Ivo Barbi. Seu trabalho desenvolvido ali resultou em um novo circuito retificador trifásico, que foi objeto de Patente registrada junto ao INPI-BR em seu nome e do seu orientador. Em março de 1996, com o término do seu período de afastamento para Doutorado, reassumiu suas funções como professor no Curso de Engenharia Elétrica na Universidade Federal do Paraná em Curitiba.

## Resumo

Este trabalho apresenta um novo circuito retificador trifásico, no qual emprega-se indutores de entrada e três interruptores semicondutores com característica de corrente bidirecional. A principal característica do novo circuito é apresentar Fator de Potência próximo à unidade e baixo valor da Taxa de Distorção Harmônica das correntes de entrada. É apresentada uma revisão sobre o Fator de Potência e sobre o comportamento dos retificadores trifásicos quando conectados ao sistema elétrico, bem como as principais alternativas até o momento existentes na literatura especializada sobre a correção do Fator de Potência de retificadores trifásicos. Através da análise do circuito, foi deduzido um conjunto de equações que descrevem o comportamento do novo retificador, comparando-se os resultados obtidos com resultados de simulações do circuito. Em seguida são apresentadas as equações para projeto, bem como a implementação prática de dois protótipos de laboratório usando-se o novo retificador. Os ensaios levados a efeito nos protótipos em laboratório confirmaram as previsões teóricas quanto ao desempenho do circuito proposto. Foi também detectado por meio de ensaios que o novo circuito permite a obtenção de tensão de saída regulada em uma ampla faixa de potência, através do controle do ângulo de condução dos interruptores bidirecionais.

## *Abstract*

*This work presents a new three-phase rectifier circuit, with input inductors and three semiconductor switches with bi-directional current characteristic. The main feature of the new circuit is to achieve Power Factor near to the unity and low Total Harmonic Distortion figure on the input currents. It is presented a revision on Power Factor and on the behavior of three-phase rectifiers when connected to the power system, as well as the main alternatives found on the specific literature on the subject of Power Factor Correction of three-phase rectifiers. Using circuit analysis a set of equation was derived, describing the circuit behavior and making possible a comparison with results obtained via circuit simulation. In sequence it is presented the design equations and the practical implementation of two laboratory prototypes, using the proposed circuit. Laboratory test on such prototypes confirmed the theoretical predictions on the performance of the new rectifier. It was also detected on the laboratory tests that the new circuit can achieve an output voltage regulation for a wide output power range, by means of controlling the conduction angle of the bi-directional switches.*

## Capítulo 1: Histórico, Motivações e Revisão Bibliográfica

*“Não existe argumento científico ou comercial que possa justificar o uso de alta-tensão e de correntes alternadas. Elas são empregadas apenas para reduzir investimentos em fios de cobre e imóveis. Eu tenho sempre me oposto ao uso da alta-tensão e da corrente alternada na iluminação elétrica, não somente por causa do perigo, mas também devido à sua inconfiabilidade e inconveniência para qualquer sistema de distribuição”.*

Thomas Alva Edison (1847, 1931)

### 1.1. Apresentação

Este capítulo inicial tem como objetivo definir e situar historicamente a questão do Fator de Potência de equipamentos eletrônicos. Como o conceito de “Fator de Potência” remonta ao início da implantação de sistemas elétricos em corrente alternada, é apresentada uma rápida revisão histórica da utilização comercial da eletricidade, mostrando a implantação inicial desses sistemas. Em seguida, define-se matematicamente o Fator de Potência e a Taxa de Distorção Harmônica no contexto dos circuitos elétricos, juntamente com uma análise da importância desses parâmetros na qualidade do sistema elétrico.

Voltando-se então para os equipamentos eletrônicos alimentados pela rede elétrica de corrente alternada, são citadas as principais normas técnicas referentes Fator de Potência e Taxa de Distorção Harmônica no tocante a tais equipamentos.

Na sequência, apresentam-se as principais alternativas para elevação do Fator de Potência em retificadores trifásicos, através de uma revisão da bibliografia recente sobre o assunto.

## 1.2 Fundamentos Históricos [1,2]

O progresso da civilização no presente século está intimamente ligado ao processo de geração, transmissão e utilização da energia elétrica. As primeiras instalações elétricas que se tornaram comercialmente viáveis foram feitas em 1882 por Thomas Alva Edison na cidade de Nova York, e eram primariamente destinadas à iluminação pública e doméstica, em substituição ao gás. O sucesso do empreendimento demonstrou a possibilidade da exploração comercial da energia elétrica, anunciada na ocasião como elemento de conforto pessoal e maior segurança que os lampiões à gás. Não obstante o impacto causado pela sua instalação, este sistema, tendo sido implantado com dínamos que geravam corrente contínua, fazia com que as quedas de tensão nos fios transmissores obrigasse a se instalarem tais dínamos a uma distância relativamente próximas dos consumidores, fato que limitava a expansão da rede de atendimento. No caso do sistema que Edison instalou em Nova York, os primeiros dínamos ficavam em uma instalação às margens do Rio Hudson. Os dínamos eram acionados por máquinas à vapor, sendo que a instalação às margens do Rio Hudson justificava-se unicamente pela facilidade de transporte do carvão que alimentava as caldeiras. Em contrapartida, Werner von Siemens, em uma exposição industrial realizada em Frankfurt, na Alemanha, em 1891, mostrou a conveniência da associação da geração hidráulica de energia elétrica com sistemas funcionando com corrente alternada. A partir de alternadores instalados no Rio Neckar, foi demonstrada na ocasião a possibilidade de transmissão da energia elétrica a grandes distâncias, já que até o local da exibição eram 176 km de distância. A linha de alta-tensão implementada tinha tensão da ordem de 15 kV, com frequência de 25 Hz, sendo que um transformador reduzia a tensão para 110 V no pavilhão de exposições, onde foram realizadas demonstrações do funcionamento de lâmpadas e motores com a energia proveniente do “distante” rio.

Nos Estados Unidos a proposta de sistemas elétricos em corrente alternada demorou algum tempo para ser adotada, principalmente pela obstinada resistência de Edison ao novo sistema. As objeções de Edison ficaram evidentes na polêmica criada quando da implantação do sistema de metrô em Nova York, onde a empresa de George Westinghouse propunha a instalar trens subterrâneos dotados de motores em corrente alternada. Por trás dessa proposta havia a figura do cientista de origem croata Nikola Tesla, que ao emigrar para os Estados Unidos havia trabalhado inicialmente com Edison e, posteriormente, foi contratado por Westinghouse. Graças à simplicidade e alta eficiência demonstrada pelo motor de indução à corrente alternada, patenteado por Tesla, a corrente alternada surgia como uma alternativa muito interessante para a tração



elétrica e futura substituição de máquinas a vapor em atividades industriais. De posse de um documento que lhe dava exclusividade na cidade de Nova York no fornecimento de iluminação elétrica, Edison conseguiu restringir as instalações de Westinghouse apenas ao acionamento elétrico do metrô. Desse modo, durante alguns anos, dois sistemas elétricos conviveram em Nova York: um, em corrente contínua e operado por Edison, alimentava as lâmpadas nas ruas, lojas e residências; o outro sistema, em corrente alternada e de propriedade de Westinghouse, alimentava os trens do metrô — mas não as lâmpadas das estações. Em 1910, no entanto, o sistema elétrico em corrente alternada trifásico acabou sendo adotado como padrão na América do Norte [1] sendo depois estendido a outros países, principalmente devido às vantagens da transmissão de energia a grandes distâncias em alta tensão.

A análise matemática dos sistemas de corrente alternada, no entanto, era praticamente impossível até os trabalhos de Karl August Rudolf Steinmetz (ou Charles Proteus Steinmetz, nome que adotou após ter emigrado para os Estados Unidos). Ironicamente Steinmetz, assim como Tesla, começou a trabalhar nos Estados Unidos como consultor da empresa General Electric, fundada por Edison. A partir de 1893 [2] e ao longo de 25 anos, Steinmetz propôs e desenvolveu um método de descrição de circuitos em corrente alternada utilizando números complexos, exposto em uma série de artigos e livros. Graças a este método simbólico, foi possível um melhor entendimento dos fenômenos físicos da corrente alternada e, conseqüentemente, sua expansão em todo o mundo

### 1.3. Fator de Potência em Cargas Lineares

Considera-se inicialmente uma fonte de tensão que obedece, em regime permanente, uma função senoidal conforme a Equação 1-1:

$$v(t) = V \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad \text{Eq. 1-1}$$

Se a tal fonte de tensão for conectado um elemento genérico de características lineares, uma corrente alternada fluirá por este elemento obedecendo a Equação 1-2:

$$i(t) = I \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi) \quad \text{Eq. 1-2}$$

Tem-se, frente ao exposto, a representação das funções apresentadas nas Equações 1-1 e 1-2 na Figura 1-1.

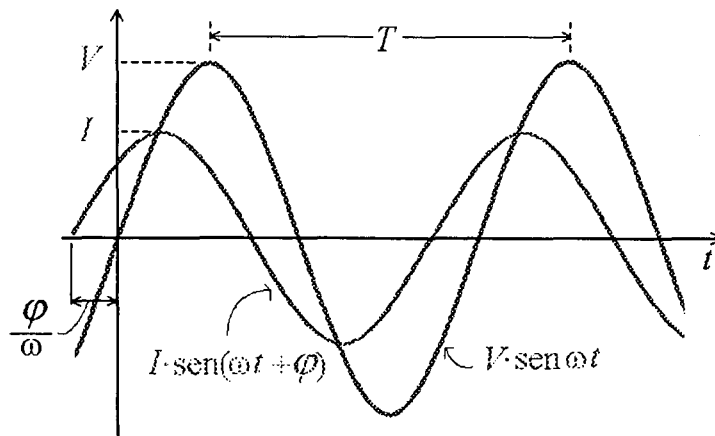


Figura 1-1: Tensão e corrente através de um elemento linear genérico de circuito.

É comum dizer, examinando-se a Figura 1-1, que a corrente está **adiantada** de um ângulo  $\varphi$  em relação à tensão, pois a amplitude máxima  $I$  da corrente é atingida em um instante **anterior** àquele no qual a tensão atinge a sua amplitude máxima  $V$ . De forma análoga, a corrente estaria **atrasada** de um ângulo  $\varphi$  em relação à tensão na situação em que a amplitude máxima  $I$  da corrente fosse verificada em um instante **posterior** àquele no qual a tensão atinge a sua amplitude máxima  $V$ . A corrente **adiantada** indica que a impedância do circuito é **capacitiva**, enquanto que a corrente **atrasada** é característica de uma impedância de natureza **indutiva** [1].

Por outro lado, através de uma comparação entre a potência dissipada em um resistor ligado a uma fonte de tensão contínua e a potência dissipada no mesmo resistor quando conectado a uma fonte de tensão alternada senoidal, surge a definição de **valor eficaz** ou **valor rms** (*root mean square*, ou raiz média quadrática) de uma corrente alternada por meio da Equação 1-3:

$$I_{rms} = \frac{1}{T} \int_0^T [i(t)]^2 dt \quad \text{Eq. 1-3}$$

Supondo ser a corrente uma função senoidal pura como mostrada na Equação 1-2, ao se aplicar a Equação 1-3 tem-se como resultado o **valor eficaz da corrente senoidal** mostrado na Equação 1-4:

$$I_{rms} = \frac{I}{\sqrt{2}} \quad \text{Eq. 1-4}$$

De modo análogo, o **valor eficaz da tensão alternada senoidal** é dada pela Equação 1-5:

$$V_{rms} = \frac{V}{\sqrt{2}} \quad \text{Eq. 1-5}$$

A **potência média**, expressa em *watt* (W) e dissipada em um elemento genérico que se acha conectado a uma fonte de tensão alternada, é definida na Equação 1-6:

$$P = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i(t) \cdot v(t)] dt} \quad \text{Eq. 1-6}$$

Substituindo as Equações 1-1 e 1-2 na Equação 1-6 e levando em conta as definições de valores eficazes das Equações 1-4 e 1-5, chega-se à Equação 1-7, que exprime a **potência ativa** dissipada num elemento linear de circuito ligado à uma fonte de tensão alternada senoidal:

$$P = V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos(\varphi) \quad \text{Eq. 1-7}$$

É comum se representar graficamente a **potência ativa** e o ângulo  $\varphi$  por meio de um triângulo retângulo, conforme visto na Figura 1-2. Nesta figura, a **potência ativa**, já definida pela Equação 1-7, é o cateto adjacente ao ângulo  $\varphi$ , sendo a hipotenusa  $S$  definida como a **potência aparente** do circuito, conforme a Equação 1-8:

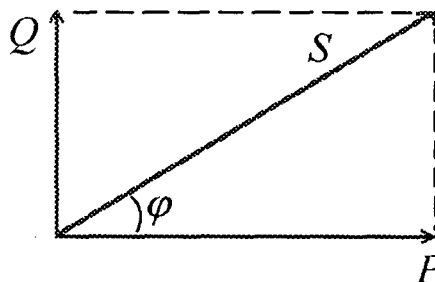


Figura 1-2: Triângulo de Potências.

$$S = V_{rms} \cdot I_{rms} \quad \text{Eq. 1-8}$$

O outro cateto da Figura 1-2, representado por  $Q$ , é a **potência reativa**, dada pela Equação 1-9:

$$Q = V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \sin(\varphi) \quad \text{Eq. 1-9}$$

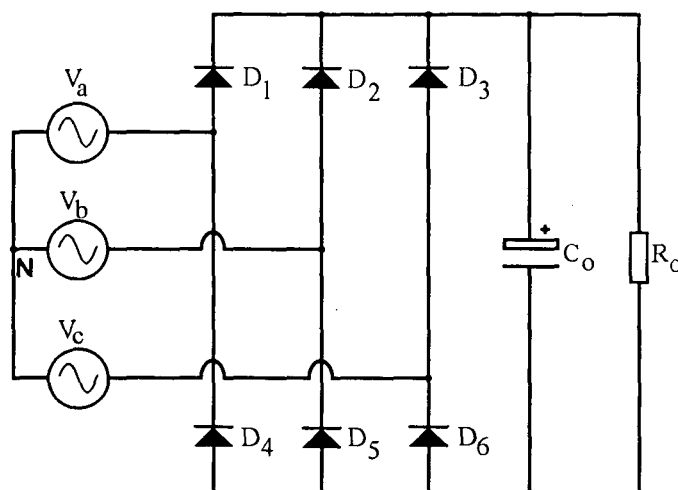
Chega-se então à definição clássica de **Fator de Potência** (FP), como a relação entre a potência ativa e a potência aparente de um circuito. Ou seja:

$$FP = \frac{P}{V_{rms} \cdot I_{rms}} = \cos \varphi \quad \text{Eq. 1-10}$$

O ângulo  $\varphi$  é chamado de **ângulo de deslocamento** e seu co-seno de **Fator de Deslocamento**. Neste caso particular, o **Fator de Deslocamento** é numericamente igual ao **Fator de Potência**.

## 1.4. Fator de Potência de Equipamentos Eletrônicos

Supõe-se agora que conecta-se ao sistema trifásico de tensões alternadas senoidais um circuito não linear, de forma que a corrente que é drenada à rede não mais acompanha uma função senoidal. O típico exemplo de um circuito não linear é um equipamento eletrônico, que usualmente conterá uma fonte de alimentação destinada a converter a energia disponível em corrente alternada para corrente contínua (**circuito retificador** ou **conversor AC-DC**). Considere-se, por exemplo, o circuito representado na Figura 1-3, constituindo-se em um retificador trifásico de onda completa básico com seis diodos conectados em “*ponte de Graetz*” e filtro de saída capacitivo.



*Figura 1-3: Circuito Retificador Trifásico Básico.*

Devido a sua simplicidade e baixo custo, este conversor AC-DC é a opção mais utilizada como estágio de entrada de equipamentos eletrônicos de alta potência. Na Figura 1-3,  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$  representam a rede trifásica, com o ponto neutro N. A retificação da corrente é feita pelos diodos  $D_1...D_6$ . Para reduzir a ondulação da tensão de saída, um conjunto de capacitores eletrolíticos de valor elevado, representado na Figura 1-3 como  $C_o$ , é normalmente conectado à saída retificada, em paralelo com a carga  $R_o$ . O circuito comporta-se, sob o ponto de vista da rede elétrica, como uma carga não linear, sendo a corrente drenada à rede tipicamente da forma mostrada na Figura 1-4, onde é evidente a forma não—senoidal da corrente.

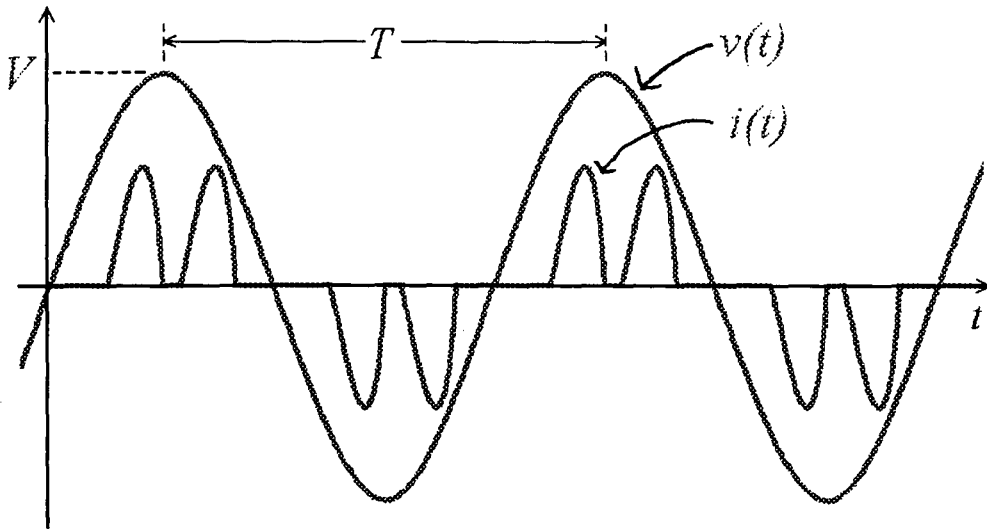


Figura 1-4: Formas de Onda de Tensão e Corrente típicas para o Retificador Trifásico Básico.

Pode-se, no entanto, exprimir qualquer sinal periódico como uma soma de sinais senoidais, através de uma Série de Fourier. Seja, então, a corrente drenada de uma das fases pelo retificador da Figura 1-3 descrita pela somatória de termos harmônicos da Equação 1-11, onde  $I_n$  refere-se a  $n$ -ésima componente harmônica e  $\varphi_n$  ao ângulo de defasamento dessa  $n$ -ésima componente em relação à tensão senoidal.

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot \text{sen}(\omega_n t + \varphi_n) \quad \text{Eq. 1-11}$$

Para o cálculo da **potência ativa** suprida pela fonte de tensão, apenas a primeira componente da série harmônica descrita pela Equação 1-11 é levada em conta, pois é a única que tem frequência igual à frequência da fonte de tensão senoidal. Ou seja, a Equação 1-7 da potência ativa, anteriormente mostrada para uma carga linear, no caso de cargas não—lineares deve ser adaptada na forma da Equação 1-12:

$$P = V_{rms} \cdot I_{rms(1)} \cdot \cos(\varphi_1) \quad \text{Eq. 1-12}$$

Neste caso, o ângulo de defasamento  $\varphi_1$  refere-se ao defasamento entre a tensão e a primeira componente harmônica da corrente (chamada de **componente fundamental**). Aplicando-se agora a definição de Fator de Potência introduzida pela Equação 1-10, tem-se:

$$FP = \frac{V_{rms} \cdot I_{rms(1)} \cdot \cos(\varphi_1)}{V_{rms} \cdot I_{rms}} \quad \text{Eq. 1-12}$$

ou, simplificando:

$$FP = \frac{I_{rms(1)} \cdot \cos(\varphi_1)}{I_{rms}} \quad \text{Eq. 1-13}$$

É importante ressaltar que na Equação 1-13, assim como nas demais equações que se seguem, supõe que a tensão é descrita por uma função senoidal pura.

Por outro lado, usando-se a definição de **corrente eficaz** aplicada à série harmônica mostrada na Equação 1-11, chega-se a Equação 1-14:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[ \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot \text{sen}(\omega_n t + \varphi_n) \right]^2 dt} \quad \text{Eq. 1-14}$$

Como os símbolos de integração e somatória podem ser permutados, tem-se:

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T [I_n \cdot \text{sen}(\omega_n t + \varphi_n)]^2 dt \right\}} \quad \text{Eq. 1-15}$$

ou, de modo simplificado:

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{rms(n)}^2} \quad \text{Eq. 1-16}$$

Destacando-se na somatória da Equação 1-16 o valor eficaz da primeira componente harmônica das demais componentes e colocando-se o resultado na Equação 1-13, resulta em:

$$FP = \frac{I_{rms(1)}}{\sqrt{I_{rms(1)}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{rms(n)}^2}} \cos(\varphi_1) \quad \text{Eq. 1-17}$$

Invertendo-se o numerador e transferindo-o para o denominador, tem-se:

$$FP = \frac{1}{\frac{1}{I_{rms(1)}} \sqrt{I_{rms(1)}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{rms(n)}^2}} \cos(\varphi_1) \quad \text{Eq. 1-18}$$

No denominador, passando a fração para o interior do radical, obtém-se:

$$FP = \frac{1}{\sqrt{\frac{I_{rms(1)}^2}{I_{rms(1)}^2} + \frac{1}{I_{rms(1)}^2} \sum_{n=2}^{\infty} I_{rms(n)}^2}} \cos(\varphi_1) \quad \text{Eq. 1-19}$$

Ou ainda, simplificando:

$$FP = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1 + \frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{rms(n)}^2}{I_{rms(1)}^2}}} \quad \text{Eq. 1-20}$$

A **Taxa de Distorção Harmônica (TDH)** da corrente é definida pela Equação 1-21:

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{rms(n)}^2}}{I_{rms(1)}} \quad \text{Eq. 1-21}$$

Usando a definição de Taxa de Distorção Harmônica da Equação 1-21 na Equação 1-20, tem-se então uma nova expressão para o Fator de Potência através da Equação 1-22:

$$FP = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1 + (TDH)^2}} \quad \text{Eq. 1-22}$$

É conveniente uma comparação entre as duas expressões obtidas (Equações 1-10 e 1-22) para o Fator de Potência. A Equação 1-10 é válida para calcular o Fator de Potência quando se tem elementos lineares alimentados pela rede elétrica de corrente alternada, tais como resistores, indutores e capacitores, assim como para equipamentos que possam ser representados como associações de elementos lineares, tais como os motores elétricos. Já a Equação 1-22 é genérica, sendo aplicável tanto a elementos lineares como para elementos não lineares, tais como um conversor AC-DC. Isto posto, pode-se enumerar algumas considerações:

- Se uma carga com característica linear é conectada a uma fonte de tensão senoidal, o Fator de Potência é dado simplesmente pelo co-seno do ângulo de defasamento entre a tensão e a corrente ( $\cos\varphi$ ), visto que tanto a corrente como a tensão são sinais senoidais. Na prática, o  $\cos\varphi$  de uma carga linear é uma grandeza facilmente medida, existindo instrumentos eletromecânicos apropriados para este fim. Tais instrumentos eletromecânicos são erroneamente conhecidos como “medidores de Fator de Potência”, pois na verdade o  $\cos\varphi$  só é numericamente igual ao Fator de Potência se a corrente for absolutamente senoidal ou, em outras palavras, se a Taxa de Distorção Harmônica (TDH) da corrente for nula.
- Quando uma carga de característica não—linear é ligada a uma fonte de tensão senoidal, o Fator de Potência passa a ser diretamente influenciado pela Taxa de Distorção Harmônica (TDH),

pois a corrente resultante não será senoidal. É necessário, via de regra, efetuar uma análise harmônica da corrente, de modo a determinar o ângulo de defasamento entre a tensão e a primeira componente harmônica da corrente, juntamente com a medição da magnitude da TDH. Existem equipamentos eletrônicos especialmente projetados para esse tipo de medição. No entanto, uma vez que a série harmônica é infinita, há sempre um erro intrínseco na medida, visto que na prática os equipamentos limitam a análise a um certo espectro de frequências conveniente.

- Se um medidor eletromecânico de  $\cos \varphi$  for usado para medição do Fator de Potência de um equipamento eletrônico com corrente não—senoidal, o resultado é imprevisível, pois não se pode antever com certeza qual será o comportamento do mecanismo para a faixa de frequências que compõe o sinal de corrente.

### 1.5. Fator de Potência e a Qualidade do Sistema Elétrico

A tarificação inicialmente proposta por Edison levava em conta unicamente o número de “velas” das lâmpadas instaladas em cada usuário, visto ter sido concebido primariamente para substituir o gás encanado na iluminação. Posteriormente, com o uso do mesmo sistema para alimentação de motores elétricos, tornou-se mais interessante medir o consumo de energia em *quilowatt-hora* (kW.h). Nos sistemas de corrente alternada logo observou-se que, dependendo da natureza da carga conectada, obtinha-se valores diferentes quando se media a potência através de um voltímetro e um amperímetro ou utilizando-se um wattímetro de bobinas duplas. Na verdade, supondo que as leituras do voltímetro e do amperímetro sejam os valores eficazes da tensão ( $V_{rms}$ ) e da corrente ( $I_{rms}$ ), a potência obtida a partir do produto dessas leituras é a **potência aparente** ( $S$ ), conforme a Equação 1-8. O resultado da leitura de um wattímetro, por outro lado, é a **potência ativa** ( $P$ ) do circuito, dada pela Equação 1-7.

Assim, se há um defasamento entre tensão e corrente, a potência ativa será menor que a potência aparente. Do mesmo modo, os medidores de energia convencionais farão a integração da **potência ativa** ao longo do período de faturamento. A empresa que gerencia o sistema elétrico, no entanto, é obrigada a transmitir pelos seus cabos a corrente eficaz ( $I_{rms}$ ) — e sofrer as perdas decorrentes dessa transmissão — independentemente do fato da carga produzir defasamento ou não. Ou seja, a cobrança do consumo de energia seria baseada apenas na potência ativa, mas os investimentos em geração e transmissão teriam que levar em conta a potência aparente. É obvio que tal situação é comercialmente inconveniente, de modo que logo se determinou a necessidade de se aproximar tanto quanto possível os valores de potência aparente e



potência ativa dos consumidores. Ou seja, é conveniente ter-se o Fator de Potência tão próximo da unidade quanto possível. A maioria das empresas de energia elétrica realiza medições do Fator de Deslocamento ( $\cos \varphi$ ) dos consumidores, estabelecendo limites mínimos a partir dos quais é cobrado um adicional ou multa. Muitas vezes tais medições são restritas a consumidores de grande porte, como indústrias ou edifícios comerciais, já que as instalações residenciais normalmente representam pequena parcela na demanda total do sistema elétrico.

Durante muito tempo as cargas conectadas aos sistemas elétricos constituíam-se basicamente de lâmpadas de filamento, resistores de aquecimento, motores e reatores. Tais elementos tem características praticamente lineares, sendo a corrente resultante na maioria dos casos atrasada em relação à tensão, devido à predominância de elementos de natureza indutiva, como motores, transformadores e reatores no sistema elétrico. Como consequência, o Fator de Potência pode ser conduzido a um valor próximo à unidade através da conexão de capacitores em paralelo com as cargas, que adiantam a corrente em relação à tensão. Em sistemas de transmissão em tensão elevada, as próprias linhas de transmissão de longa distância tem natureza capacitiva, podendo ser utilizadas como meio de correção do Fator de Potência. Isto posto, pode-se de modo genérico afirmar que, se as cargas tiverem natureza linear, a correção do Fator de Potência resume-se a conectar de modo conveniente elementos reativos — capacitores ou reatores, conforme o caso — de modo a compensar o ângulo de deslocamento. Com o mesmo objetivo, motores síncronos podem ter sua corrente de excitação ajustada de modo a que se apresentem ao sistema elétrico como cargas capacitivas ou indutivas, servindo como elementos de compensação do Fator de Potência.

Esta situação, no entanto, tem mudado nos últimos anos. A partir do desenvolvimento de equipamentos eletrônicos, o número de cargas com características não—lineares nos sistemas elétricos tem sido crescente. Conforme já citado, uma vez que os circuitos eletrônicos são alimentados por tensões contínuas, sua conexão ao sistema elétrico se dá por meio de conversores AC-DC com diversas configurações. No caso mais simples, usualmente utilizado em equipamentos de entretenimento, o conversor AC-DC é um simples retificador a diodos; equipamentos industriais de grande porte utilizam retificadores trifásicos, com diodos ou tiristores. Devido a crescente preocupação com a eficiência e com a disponibilidade de dispositivos semicondutores de alta velocidade e potência, as fontes chaveadas estão sendo cada vez mais empregadas. Todos estes dispositivos possuem em comum a característica de drenarem da rede elétrica correntes não—senoidais, sendo consideradas cargas não—lineares. Conforme

estabelecido na Equação 1-22, nestes casos a medição do Fator de Potência deve levar em conta, além do co-seno do ângulo de defasamento entre a tensão e a primeira componente harmônica da corrente, o valor da Taxa de Distorção Harmônica (TDH) da corrente não—senoidal presente na entrada do equipamento.

As correntes com elevado conteúdo harmônico que caracterizam as cargas não—lineares provocam uma série de problemas na rede elétrica e em seus usuários. Entre eles, cita-se:

- Elevação dos investimentos em geração e transmissão.
- Discordância das demandas ativa e aparente do sistema elétrico, dificultando seu gerenciamento.
- Erros introduzidos em equipamentos de medição e proteção.
- Distorção da tensão de alimentação, podendo ocasionar problemas em outros equipamentos conectados ao mesmo sistema, no próprio usuário ou em usuários vizinhos.
- Elevação do potencial do “neutro” dos sistemas trifásicos, causando problemas de proteção.
- Interferências em sistemas de comunicação e de processamento de dados.

Devido aos vários problemas citados, tem havido ultimamente bastante atenção à limitação do conteúdo harmônico na corrente solicitada à rede por equipamentos eletrônicos. Por parte das empresas de energia elétrica, a medição do Fator de Potência é um instrumento valioso, já que um valor elevado da Taxa de Distorção Harmônica da corrente elétrica será denunciado por um baixo valor do FP. Também organismos internacionais de normalização tem lançado normas que especificam diretamente o valor do Fator de Potência, ou limitam os valores das principais componentes harmônicas que podem estar presentes na corrente de entrada dos equipamentos eletrônicos. O resultado é uma tendência, a nível mundial, de substituir os conversores AC-DC tradicionais por novos circuitos, que apresentem menor Taxa de Distorção Harmônica da corrente e, conseqüentemente, Fator de Potência mais próximo da unidade.

## 1.6. Normas Técnicas

As primeiras tentativas de normas técnicas no sentido de se limitar os níveis de distorção harmônica na corrente de entrada dos equipamentos conectados à rede elétrica foram feitas na Europa. A CENELEC (*Commission Européen pour la Normalisation Électrique*) apresentou em 1975 a norma EN50006, que foi adotada por 14 países europeus. A partir de 1982, esta norma foi substituída pela norma da IEC (*International Electrotechnical Commission*)

de número 555. Em 1991, a revisão IEC 555-2 foi adotada como norma européia pela CENELEC [3]. Esta norma tem importância mundial, já que nem nos Estados Unidos há norma equivalente acerca do assunto. O Brasil é signatário da IEC, mas até o momento a norma IEC 555-2 não se encontra oficialmente adotada no país. No entanto o crescente empenho dos principais fabricantes de equipamentos em tentar exportar seus produtos para os países da Comunidade Européia tem despertado o interesse em buscar atender a norma IEC 555-2, como já fazem os fabricantes de outros países.

Encontra-se na parte 2 da norma IEC 555-2 limites máximos das componentes harmônicas da corrente de entrada de equipamentos eletrônicos alimentados pela rede AC de 50 Hz e 60 Hz, com tensão de entrada de 220 V até 415 V, para corrente eficaz até 16 A. Supondo-se alimentação em 220 V, tal norma se aplica portanto para equipamentos até 3520 V.A. Na Tabela 1-1 tem-se os limites máximos das componentes harmônicas, conforme citado na norma IEC 555-2, parte 2 [4].

*Tabela 1-1: Valores Máximos das Componentes Harmônicas da Corrente de Entrada, conforme definidos na norma IEC 555-2 de 1990 [4], para tensão de alimentação de 230 V. Os valores relativos são válidos para potência superior a 200 W e inferior a 300 W. Os valores limites são correntes eficazes.*

Ordem da Harmônica (n)	Valor Limite da Corrente Relativa [mA/W]	Valor Limite da Corrente Absoluta [A]
2	1,0	0,30
3	3,6	1,08
4	0,5	0,15
5	2,0	0,60
7	1,5	0,45
9	1,0	0,30
$11 \leq n \leq 39$	$0,6 \cdot \frac{11}{n}$	$0,18 \cdot \frac{11}{n}$

No caso em que o equipamento é alimentado por uma tensão diferente de 230 V, o valor máximo de cada harmônica deve ser recalculado através da Equação 1-23:

$$I_{\max(n)V_x} = I_{\max(n)} \cdot \frac{230}{V_x} \quad \text{Eq. 1-23}$$

Na Equação 1-23 tem-se:

$V_x$  : Tensão de alimentação do equipamento;

$I_{\max(n)}$  : Valor limite da  $n$ -ésima componente harmônica, obtido da Tabela 1-1;

$I_{\max(n)V_x}$  : Novo valor limite da  $n$ -ésima componente harmônica para a tensão  $V_x$ .

A norma IEC 555-2 tem sido objeto de várias revisões. Na revisão de setembro de 1992 foram propostos novos limites para as componentes harmônicas, aplicáveis para equipamentos que possuem potência de entrada superior a 50 W, conforme mostrado na Tabela 1-2. Esta revisão entrou em vigor em 1995, sob a denominação IEC 555-4 [5].

*Tabela 1-2: Valores Máximos das Componentes Harmônicas ímpares da Corrente de Entrada, conforme definidos na revisão de setembro de 1992 da nova recomendação IEC 555-4. Os valores relativos são válidos para potência de entrada superior a 50 W e inferiores a 600 W. Os valores limites são correntes eficazes.*

Ordem da Harmônica (n)	Valor Limite da Corrente Relativa [mA/W]	Valor Limite da Corrente Absoluta [A]
3	3,4	2,30
5	1,9	1,14
7	1,0	0,77
9	0,5	0,40
11	0,35	0,33
13 e superior	extrapolar linearmente: $\frac{3,85}{n}$	$0,15 \cdot \frac{13}{n}$

Nos Estados Unidos, o IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) possui uma hierarquia de regulação crescente de documentos, iniciando em *Guide*, seguindo *Recommended Practice* e finalizando em *Standard*. Em 1981 foi lançada o documento IEEE 519, na forma de *Guide*, contendo limites de níveis das componentes harmônicas presentes na corrente de entrada de consumidores, bem como da distorção da tensão entregue pela empresa de energia. Tal documento sofreu revisão e foi elevada à categoria de *Recommended Practice* em 1986, aumentando sua abrangência [6]. Tais recomendações, no entanto, não se aplicam a equipamentos individuais, pois leva em conta apenas o nível global de distorção de uma instalação, medida no ponto de conexão do consumidor à rede de distribuição. A Tabela 1-3 resume os valores limites para a distorção da corrente, em porcentagem da fundamental, de acordo com a recomendação IEEE 519, para alimentação abaixo de 69 kV.

Ainda segundo a recomendação IEEE 519, as componentes harmônicas de ordem par são limitadas a 25 % dos valores citados na Tabela 1-3. Observe-se ainda que a relação  $I_{sc}/I_L$  refere-se à corrente de curto-circuito disponível no ponto de entrada do consumidor, dividida pela média das correntes de demanda máxima da instalação, média esta obtida ao longo de pelo menos doze meses de medição. O parâmetro TDD é a taxa de distorção harmônica, em porcentagem da

máxima corrente de demanda da instalação.

*Tabela 1-3: Valores Máximos das Componentes Harmônicas ímpares da Corrente presente na entrada de Consumidor, conforme a recomendação IEEE 519 [6].*

$I_{sc}/I_L$	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	TDD
<20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20 a 50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50 a 100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100-1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Comparando-se a recomendação IEEE 519 com a norma IEC 555-2, observa-se uma divergência de enfoque bastante importante. A norma IEC 555-2 trata especificamente de equipamentos, com especial ênfase aos de pequeno porte. Desta forma, está protegendo o usuário e ao mesmo tempo a rede elétrica. No entanto, nada é feito no sentido de restringir os efeitos de grandes cargas não—lineares, devido à limitação da corrente de entrada dos equipamentos em 16 A. Isso implica em uma faixa de potência até 3,6 kVA nos equipamentos europeus, alimentados em 230 V. Em contraste, a recomendação IEEE 519 preocupa-se primordialmente com o efeito do conjunto das cargas não—lineares de um determinado consumidor sobre os consumidores vizinhos ligados à mesma rede de distribuição, citando inclusive os níveis máximos de distorção admissível na tensão. Como os valores da Tabela 1-3 levam em conta a potência de curto-circuito da rede de alimentação, a aplicação da recomendação IEEE 519 é mais complexa que a da norma IEC 555-2. É porém manifesta a maior responsabilidade na recomendação do IEEE sobre os consumidores de grande porte. A nova norma IEC 555-4, por outro lado, não possui mais o limite de 16 A da IEC 555-2, aumentando portanto sua abrangência e aproximando-a da filosofia da recomendação IEEE 519 no sentido de proteger o sistema elétrico dos problemas causados por cargas não—lineares de potência elevada.

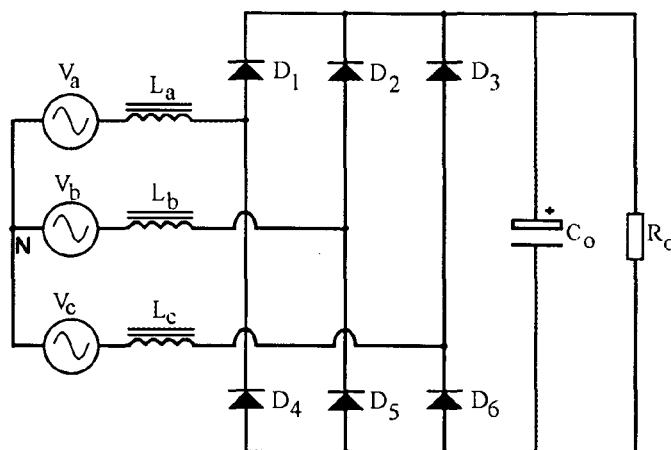
**1.7. Algumas Soluções para Elevação do Fator de Potência em Retificadores Trifásicos**

**1.7.1. Retificador Trifásico com Filtro Indutivo no Lado AC**

O circuito retificador trifásico básico com seis diodos em “ponte de Graetz” e filtro de saída capacitivo foi apresentado na Figura 1-3. A corrente de entrada desse tipo de retificador, mostrada na Figura 1-4, apresenta Taxa de Distorção Harmônica superior a 76 %, resultando em

um Fator de Potência do circuito de aproximadamente 0,7 [7], dependendo da indutância da linha de alimentação elétrica.

Uma solução para Elevação do Fator de Potência em Retificadores Trifásicos na qual utiliza-se apenas elementos passivos é representada na Figura 1-5, através da introdução de três indutores  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$ , cada qual em série com uma das fases de alimentação do circuito. Além de significativo aumento no Fator de Potência e diminuição da Taxa de Distorção Harmônica da corrente, os indutores atuam também no sentido de limitar a corrente no caso de eventuais curto—circuitos, protegendo os semicondutores e incrementando a confiabilidade do retificador. A ação dos indutores consiste basicamente em fazer com que a corrente de cada fase se apresente, diferentemente do que se viu na Figura 1-4, na forma de um pulso único a cada semi—período.



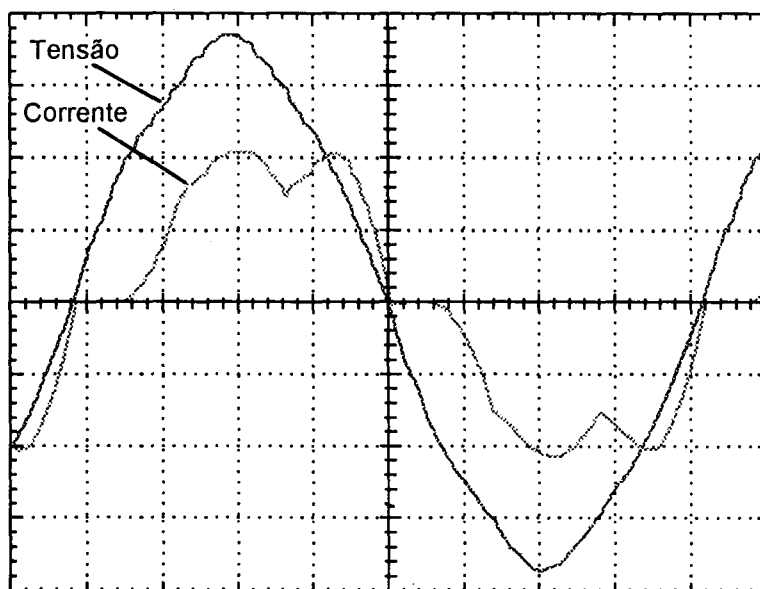
*Figura 1-5: Retificador Trifásico com Filtro Indutivo no Lado AC.*

Com o intuito de verificar a ação do filtro indutivo, foram realizadas algumas medições práticas em laboratório. A Figura 1-6 mostra as formas de onda da corrente de entrada e tensão fase—neutro de uma das fases de um retificador trifásico com potência de saída de 9,6 kW, usando filtro indutivo no lado AC. No caso, foram usados para  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  indutores com indutância de 1,9 mH, sendo o retificador alimentado pela rede trifásica com tensão de linha (tensão “fase—fase”) de 220 V. O capacitor de saída  $C_o$  tinha capacitância de 1000  $\mu$ F.

A análise harmônica da corrente mostrada na Figura 1-6 revela que a Taxa de Distorção harmônica é igual a 20,75 %, sendo que a primeira componente harmônica apresenta um ângulo de defasamento ( $\phi_1$ ) de 22,62° em atraso em relação à tensão. Com estes dados experimentais, pode-se calcular o Fator de Potência do circuito através da Equação 1-22:

$$FP = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1 + (TDH)^2}} = \frac{\cos(22,62^\circ)}{\sqrt{1 + (0,2075)^2}} = 0,9038$$

Cf. Eq. 1-22



*Figura 1-6: Corrente de entrada e tensão fase—neutro de alimentação de um retificador trifásico com filtro indutivo no lado AC e potência de saída de 9,6 kW, alimentado pela rede trifásica de 220 V, 60 Hz.  
Escala: Tensão = 50 V/div.; Corrente = 20 A/div.; Tempo = 2 ms/div.*

Com relação ao resultado obtido, deve-se ressaltar alguns pontos importantes:

- Não houve preocupação em se otimizar o valor da indutância adotada para os indutores conectados à entrada do circuito, visto ser o objetivo dessa medição simplesmente ter-se em mãos dados experimentais ausentes da literatura consultada. Algumas simulações realizadas em microcomputador mostraram que valores maiores de indutância reduzem ainda mais a Taxa de Distorção Harmônica da corrente.
- Nos casos em que se efetua somente a medição de modo errôneo do “Fator de Potência”, usando-se instrumentos de medição eletromecânicos, a solução citada provavelmente dará bons resultados. Por exemplo, no caso do circuito montado no laboratório, efetuou-se a medição da potência ativa, da corrente e da tensão na entrada do circuito, com o uso de instrumentos analógicos. Usando-se os dados obtidos na Equação 1-10, para potência de saída de 9,6 kW obtém-se um “falso Fator de Potência” igual a 0,915. O mesmo circuito, para potências de saída menores que 8 kW, apresenta o “falso Fator de Potência” superior a 0,92.
- Apesar da notável melhoria obtida em relação ao retificador trifásico básico, o valor da

distorção harmônica é ainda elevado frente as normas técnicas citadas no item 1.6.

### 1.7.2. Retificador Trifásico com Filtro Indutivo no Lado DC

Uma solução muito adotada em acionamento elétrico consiste em um único indutor  $L_f$ , conectado na saída do retificador conforme a Figura 1-7. Em laboratório montou-se um retificador como o da Figura 1-7, usando-se um indutor de 1,9 mH para  $L_f$ . Para uma potência de saída de 8,4 kW, obteve-se Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada igual a 31,54 %, valor considerado elevado. No entanto, a primeira componente harmônica apresenta um ângulo de defasamento ( $\varphi_1$ ) de apenas  $2,37^\circ$  em atraso em relação à tensão que, com a Equação 1-22, permite calcular o Fator de Potência do circuito igual a 0,95. Também neste caso a medição do “falso Fator de Potência” com instrumentos analógicos conduz a um valor elevado, da ordem de 0,96. Apesar desses resultados favoráveis, há de se considerar dois aspectos que limitam o uso dessa solução:

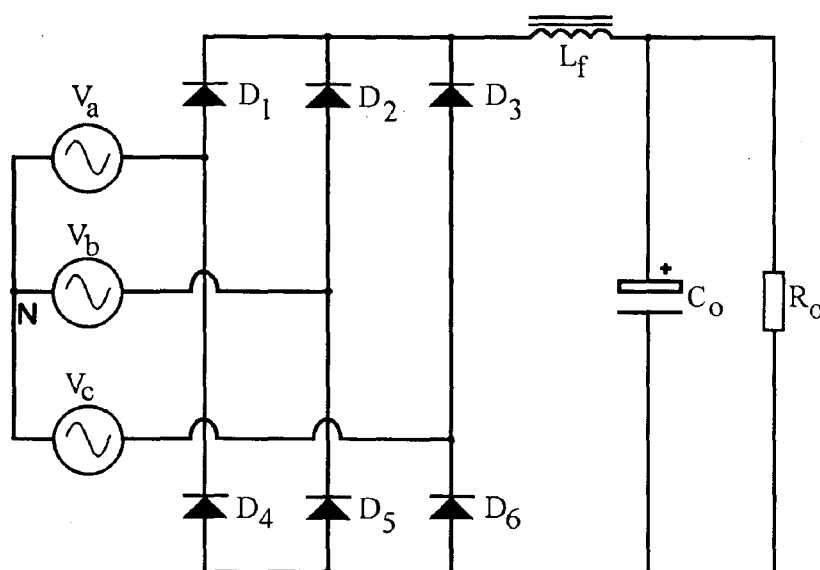


Figura 1-7: Retificador Trifásico com Filtro Indutivo no Lado DC.

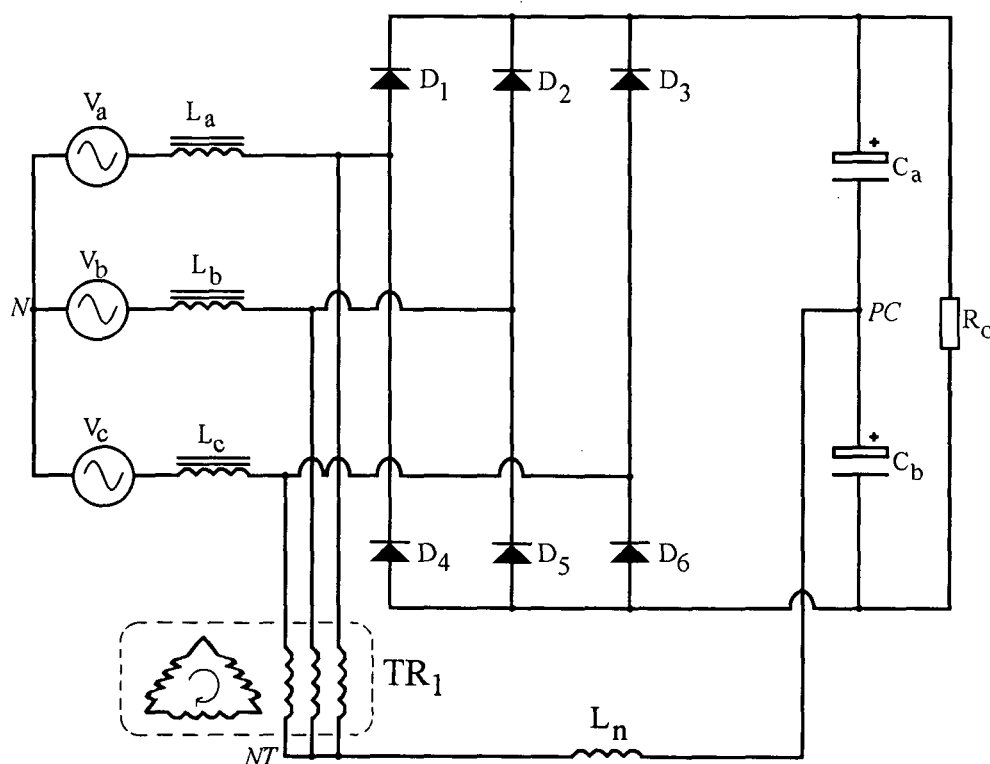
- A Taxa de Distorção Harmônica da corrente, superior a 30 %, é incompatível com as restrições das normas citadas no item 1.6.
- Os enrolamentos do indutor  $L_f$ , devem ser dimensionados de modo que suportem a corrente máxima da carga e que o núcleo não se sature nesta situação. Tais requisitos produzem como resultado indutores de elevado peso e volume, o que pode se constituir em um problema quando se tem limitações do espaço físico a ser ocupado pela unidade retificadora.



Outras soluções semelhantes, apenas com elementos passivos, envolvem a colocação de circuitos formados por diferentes arranjos de indutores e capacitores na entrada do retificador trifásico, formando filtros sintonizados nas harmônicas a serem minimizadas. Na prática, estas soluções são de difícil execução devido ao peso e volume de tais filtros e à influência da indutância do transformador, normalmente existente na entrada trifásica, nas impedâncias dos filtros.

### 1.7.3. Retificador Trifásico com Transformador Trifásico Auxiliar

Em [8] encontra-se uma interessante proposta para correção do Fator de Potência de retificadores trifásicos, empregando apenas elementos passivos. Conforme verifica-se na Figura 1-8, na saída do retificador tem-se dois capacitores idênticos  $C_a$  e  $C_b$  que produzem um ponto médio entre os dois terminais DC do conversor. Na entrada do retificador há três indutores de filtro  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  e um transformador trifásico  $TR_1$  com o primário ligado em “Y” e que se conecta, via um outro indutor  $L_n$ , com o ponto médio entre os capacitores. O secundário do transformador trifásico  $TR_1$  é ligado em “ $\Delta$ ” e permanece “a vazio”.



*Figura 1-8: Retificador Trifásico com Transformador Auxiliar para correção do Fator de Potência.*

Em um transformador trifásico com conexão “Y/ $\Delta$ ”, construído usando-se um núcleo magnético com três “pernas”, obtém-se impedância para a frequência de 3ª harmônica

praticamente igual à impedância de dispersão do transformador na frequência fundamental, que é um valor baixo. Na Figura 1-8, observa-se que os enrolamentos em Y do transformador acham-se conectados às três fases, na entrada do conversor. Como o enrolamento em  $\Delta$  está sem carga, o transformador solicita à rede apenas o valor de corrente de magnetização “à vazio”. O ponto “NT” tem potencial nulo, podendo ser considerado como semelhante ao neutro (“N”) da rede trifásica. No lado DC do conversor, tem-se o nó “PC”, obtido entre os dois capacitores idênticos  $C_a$  e  $C_b$ , que dividem equitativamente a tensão de saída do conversor. Se  $C_a$  e  $C_b$  não são de grande valor, a tensão de saída apresentará uma ondulação com a 6ª harmônica. Esta ondulação, no entanto, é decorrente da interação de duas ondulações de 3ª harmônica advindas dos três diodos “superiores” ( $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_3$ ) e dos três “inferiores” ( $D_4$ ,  $D_5$  e  $D_6$ ). A diferença de potencial entre os nós “PC” e “NT” é, portanto, uma tensão de 3ª harmônica, semelhante à existente entre os nós “PC” e “N”. Assim, conectando-se os nós “PC” e “NT” por meio do indutor  $L_n$ , observa-se apenas uma corrente circulante de 3ª harmônica.  $L_n$  é construído com um núcleo saturável, de modo a poder se controlar a magnitude de tal corrente de 3ª harmônica que circula. Segundo os autores [8], a existência desse “caminho” para correntes de 3ª harmônica é responsável por uma alteração no regime de funcionamento dos diodos retificadores, que resultam em correntes de entrada com forma próxima à senoidal.

Através da análise dos valores dos componentes citados em [8] para um protótipo construído pelos autores, verifica-se que aparentemente a principal desvantagem do circuito proposto é o elevado volume e peso decorrente do grande número de componentes magnéticos (transformador auxiliar  $TR_1$ , além dos indutores  $L_a$ ,  $L_b$ ,  $L_c$  e  $L_n$ ). No caso, para uma potência de saída do protótipo de 6 kW, o transformador auxiliar resulta com potência de 2.6 kVA. Deve-se levar em conta que haverá permanentemente uma corrente de terceira harmônica fluindo pelos enrolamentos desse transformador, com as perdas ôhmicas daí decorrentes. Os autores nada comentam no artigo a respeito do projeto do transformador auxiliar  $TR_1$ , porém é um fato conhecido que as perdas por correntes de Foucault nos núcleos magnéticos são proporcionais à frequência elevada ao quadrado. Assim, com a presença de correntes de 3ª harmônica é de se supor que haverá um aquecimento acentuado do núcleo de tal transformador se forem usadas chapas comuns de aço-silício.

#### 1.7.4. Adição de Um Conversor DC-DC operando com Corrente Descontínua

O circuito mostrado na Figura 1-9, foi originalmente proposto em [9]. O interruptor

$S_b$ , representado como MOSFET na Figura 1-9, pode ser implementado em várias tecnologias de semicondutores. Na saída do retificador está conectado um conversor tipo *boost*, sendo o interruptor  $S_b$  comandado em uma frequência muito maior que a frequência da rede elétrica. A corrente que flui através de cada um dos indutores de entrada  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  apresenta-se na forma de pulsos triangulares cuja amplitude tem uma envoltória senoidal. A análise harmônica da corrente de entrada apresentará como resultado uma componente de primeira ordem totalmente em fase com a tensão de alimentação senoidal, razão pela qual o Fator de Deslocamento ( $\cos \varphi$ ) é unitário. Adicionando-se ainda à entrada um filtro  $LC$  sintonizado na frequência de comutação do interruptor *boost*, pode-se minimizar acentuadamente as componentes harmônicas de alta frequência. A topologia é responsável, porém, pela geração de componentes harmônicas de 5ª ordem na corrente, fazendo com que o Fator de Potência seja elevado mas não unitário.

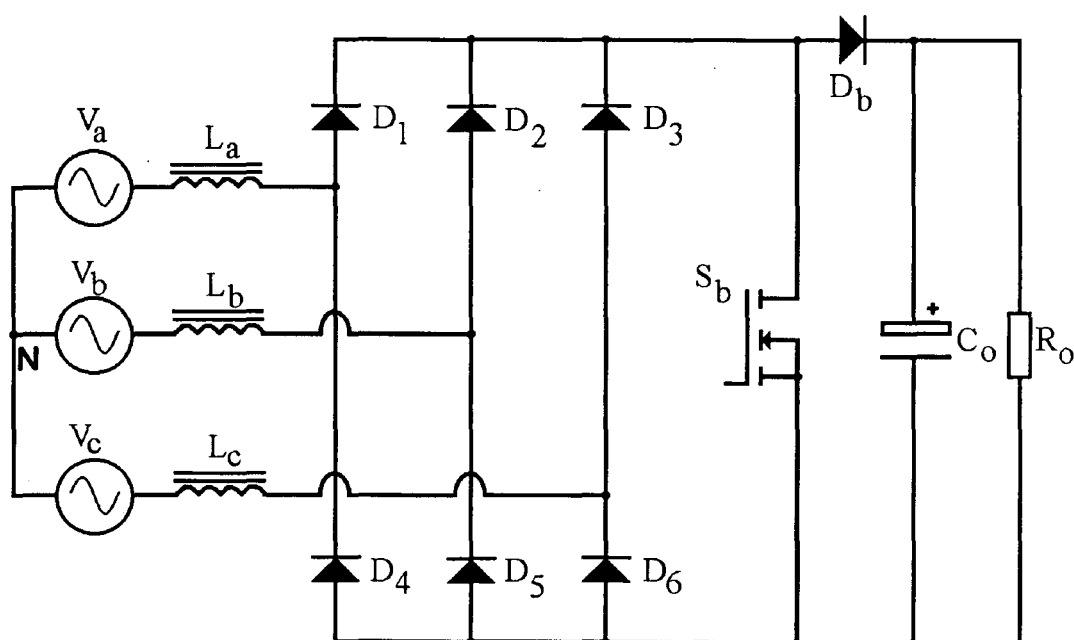


Figura 1-9: Retificador Trifásico com um Conversor Boost para correção do Fator de Potência.

Apesar dos notáveis resultados que este circuito alcança, sob o ponto de vista da correção do Fator de Potência, alguns aspectos negativos persistem nessa proposta, principalmente em aplicações de potência elevada. Os indutores  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$ , sendo submetidos a correntes pulsantes de alta frequência e grande amplitude, operam sob um regime severo de magnetização, requerendo especial atenção na especificação e dimensionamento dos núcleos magnéticos. As ferritas, sendo materiais adequados à operação em alta frequência, possuem no entanto baixos valores de saturação magnética, fatores que conduzem, no caso, a núcleos de volume e custo elevados. Os filtros  $LC$ , necessários para filtragem das componentes de alta

freqüência gerados pela comutação do interruptor, representam ainda perdas, custos e volumes adicionais. Perdas adicionais também estão associadas ao diodo  $D_b$ , que deve ser dimensionado de modo a suportar a corrente total de carga do conversor. Além disso, dependendo da tensão de saída do conversor, o interruptor  $S_b$  pode ser submetido a tensões elevadas. Outro importante ponto a ser levado em conta, e que muitas vezes limita o uso da topologia, é que um conversor *boost* produz tensão de saída mais alta que a tensão de alimentação, o que pode conduzir a valores excessivos de tensão em muitos casos.

Mesmo com os problemas apontados, esta proposta é bastante interessante, notadamente pelas implicações de sua proposição. Assim como foi utilizado na Figura 1-9 um conversor *boost*, outras topologias de conversores DC-DC podem ser empregadas no estágio de correção do Fator de Potência, inclusive possibilitando o isolamento da carga em relação à rede elétrica, desde que a corrente se dê de modo descontínuo. Há propostas no sentido de se usar, por exemplo, um conversor de Cuk ou um conversor com a topologia SEPIC operando em condução descontínua, no lugar do conversor *boost*, cada qual com suas respectivas vantagens e desvantagens. Em potências elevadas, as perdas de condução nos elementos semicondutores será fator dominante na escolha da topologia mais adequada.

#### 1.7.5. Retificador Trifásico com LITs

O uso de transformadores de “interfase” (*line interphase transformers* - LITs) origina-se em retificadores onde se empregam tiristores e foi proposto em [10]. Tais transformadores tem como objetivo gerar, a partir de uma alimentação trifásica, dois sistemas trifásicos independentes, com um defasamento equivalente a  $30^\circ$  entre eles. Para o retificador trifásico em pauta, o arranjo dos transformadores é mostrado na Figura 1-10, onde  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_3$  são três transformadores com núcleos independentes e  $P_1$  e  $P_2$  são dois retificadores trifásicos, cada qual com 6 diodos retificadores em “ponte de Graetz”.

Ainda na Figura 1-10, verifica-se que é necessária a inclusão dos indutores de filtro  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$ , para redução do conteúdo harmônico na corrente de entrada. Uma vez que cada um dos retificadores  $P_1$  e  $P_2$  pode ser considerado como um conversor de seis pulsos e sendo cada um deles alimentado por tensões trifásicas defasadas de  $30^\circ$ , o conjunto é visto a partir da rede como um conversor de doze pulsos, distribuídos uniformemente em cada período. Ou seja, a corrente drenada da rede elétrica se apresenta, com esse esquema, muito melhor distribuída do que a presente em um retificador trifásico convencional, resultando em um menor valor da Taxa

de Distorção Harmônica dessa corrente em relação a que se teria num retificador trifásico convencional.

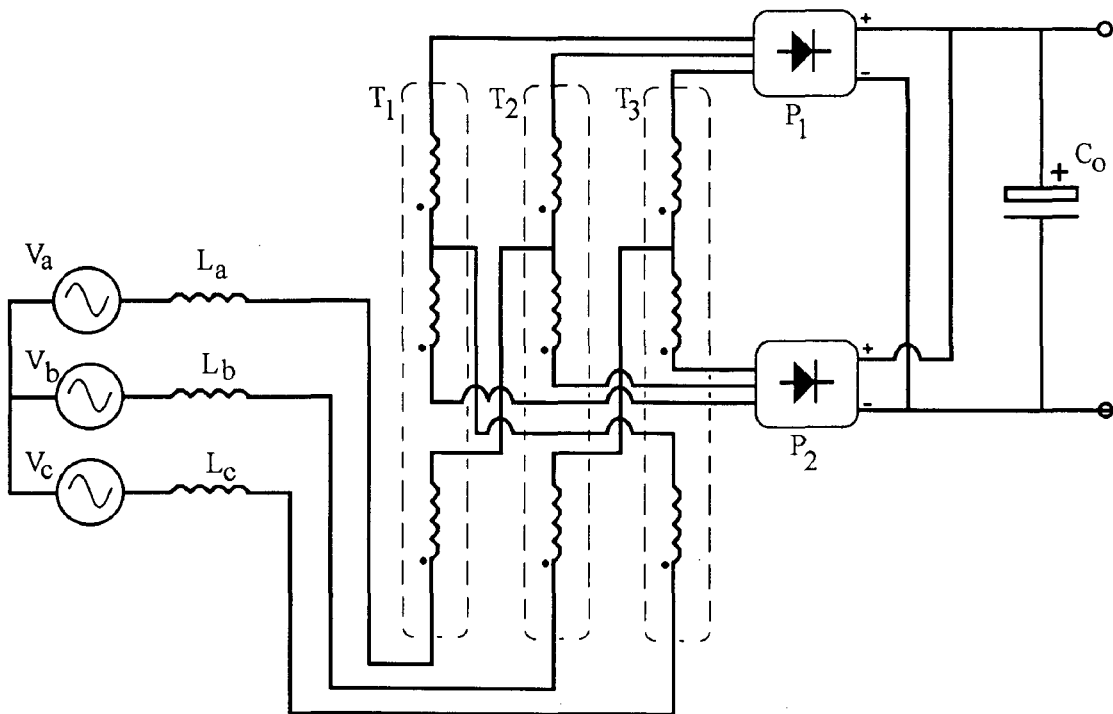
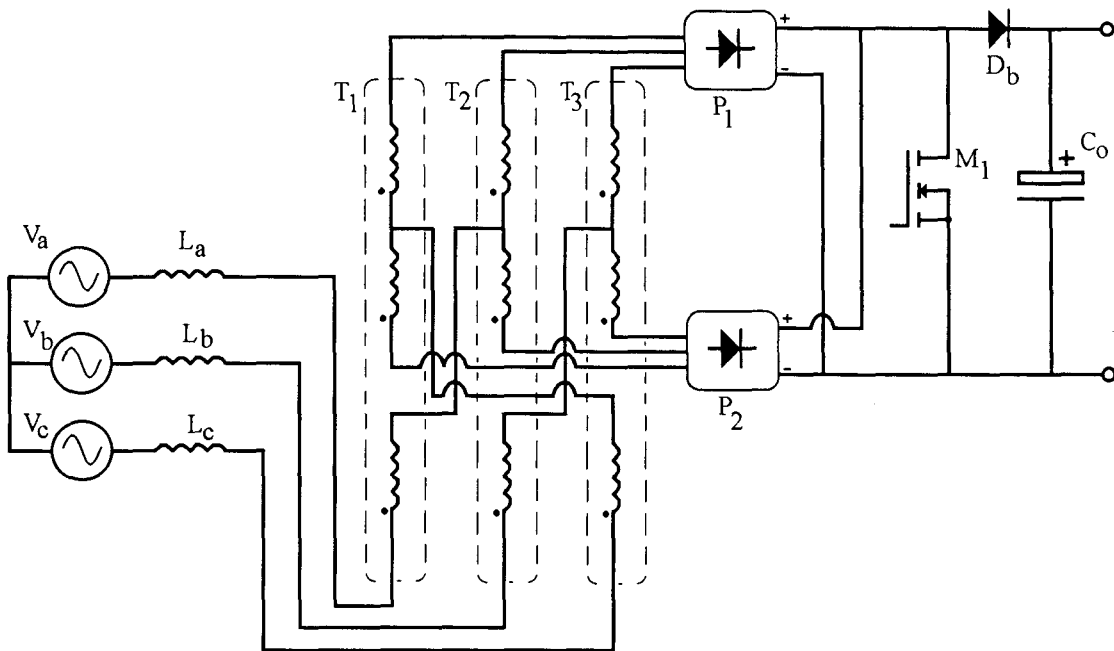


Figura 1-10: Retificador Trifásico com três “Line Interphase Transformers” (LITs).

Em [11] observa-se o uso dessa alternativa, associada ainda a um conversor tipo *boost* para elevação da tensão DC de saída, conforme a Figura 1-11. Neste caso  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$ , atuam como indutores para acumulação de energia para o conversor *boost*, no qual usou-se MOSFET como componente interruptor. Os resultados em [11] de um protótipo com 6 kW de potência de saída, alimentado a partir da rede de 220 V, 60 Hz, mostraram um Fator de Potência de 0,97 à plena carga, com Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada igual a 10%. Para este protótipo, cada um dos LIT tinha potência de 284 VA, totalizando portanto 0,85 kVA adicionais em elementos magnéticos.

De mesma forma, em [12] observa-se o mesmo circuito aplicado a um conversor com potência de saída de 4 kW, usando-se IGBT como interruptor e um procedimento de projeto mais apurado. Obteve-se Fator de Potência igual a 0,998 e Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada igual a 6 %, sendo nulas as componentes de 3ª, 5ª e 7ª harmônica dessa corrente.

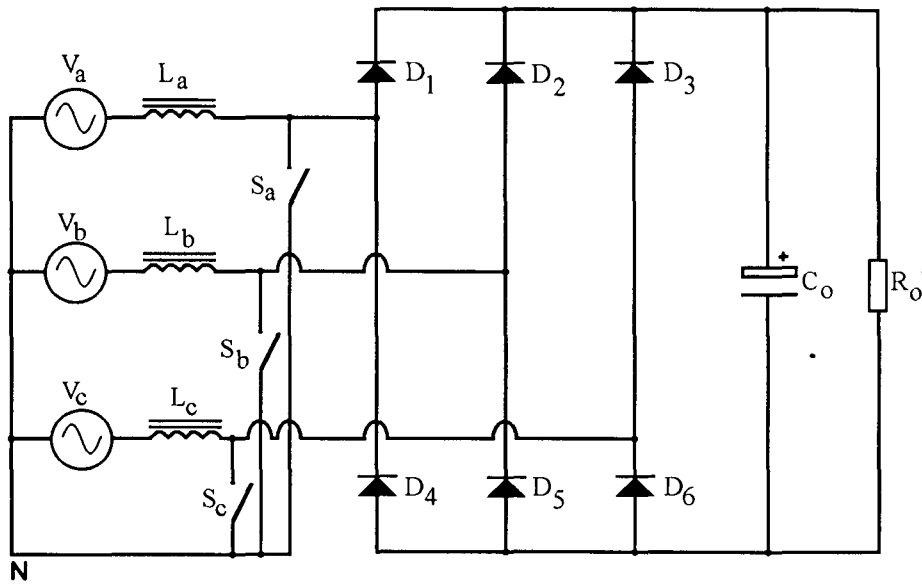


*Figura 1-11: Retificador Trifásico com três “Line Interphase Transformers” (LITs) e estágio “boost” para elevação da tensão de saída.*

Trata-se, como pode-se observar, de uma técnica que fornece ótimos resultados quanto ao Fator de Potência e TDH. A principal vantagem é que a correção do Fator de Potência é feita por elementos passivos (os LITs). O mesmo ponto, no entanto, pode ser visto sob a ótica de desvantagem, pois a construção dos LITs deve ser feita com muito cuidado para manter baixo o valor da indutância de dispersão, além de representarem perdas, peso e volume adicionais. Outro ponto importante a levar em conta é que o uso dos LITs leva à necessidade de se ter dois retificadores trifásicos idênticos ( $P_1$  e  $P_2$ ) e isolados um do outro no mesmo circuito.

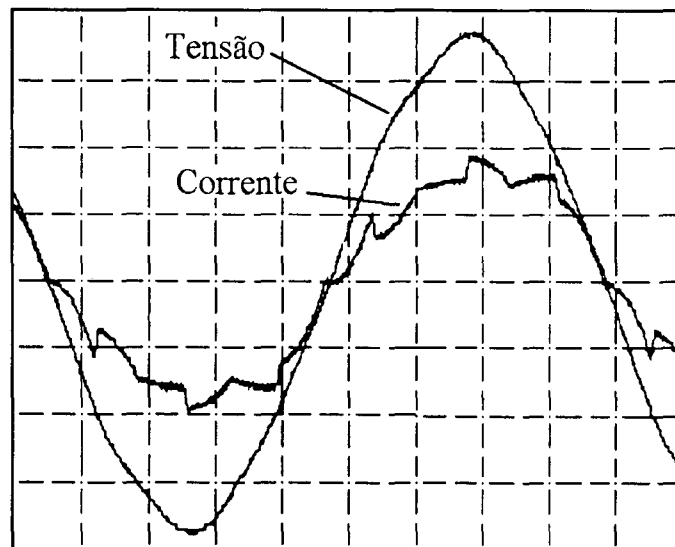
#### **1.7.6. Retificador Trifásico com Três Interruptores Auxiliares ligados ao Neutro**

O circuito da Figura 1-12 foi proposto em [13] e [14], empregando três interruptores  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$  com características bidirecionais, ligados entre os indutores  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  e o ponto neutro da rede trifásica. Considerando um período de oscilação da tensão senoidal como  $360^\circ$ , é mostrado que cada um dos interruptores é comandado a fechar no instante em que a respectiva tensão fase—neutro atinge o valor nulo, sendo então tal interruptor deixado em condução por um período equivalente a  $30^\circ$ . O objetivo deste procedimento é criar um caminho para a corrente de cada fase durante um intervalo periódico no qual essa corrente seria normalmente nula, pois os respectivos diodos retificadores ainda não atingiram a etapa de condução. Como resultado, a corrente de entrada não apresenta os intervalos nulos característicos do retificador trifásico básico, obtendo-se uma grande melhoria no valor do Fator de Deslocamento.



*Figura 1-12: Retificador trifásico com três interruptores auxiliares conectados ao ponto neutro da rede.*

Os resultados experimentais [14] de um protótipo com potência de saída de 6 kW, alimentados pela rede trifásica com tensão fase—fase de 220 V, 60 Hz, mostraram Fator de Potência superior a 0,97 e Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada da ordem de 20%, para carga nominal. Na Figura 1-13 mostra-se as formas de onda da tensão fase—neutro de uma das fases e a respectiva corrente de entrada, obtidas experimentalmente em [14].



*Figura 1-13: Tensão fase—neutro e corrente de entrada no protótipo do retificador trifásico com três interruptores auxiliares conectados ao ponto neutro da rede mostrado em [14].*

*Escala: Tensão: 50 V/div.; Corrente: 12,5 A/div.; Tempo: 2 ms/div.*

A principal vantagem desse conversor é, sem dúvida, sua simplicidade. Por um lado, os interruptores são comandados a uma frequência semelhante à da rede elétrica, fator que facilita

a confecção do circuito de comando. Além disso, uma vez que os indutores de entrada são submetidos a correntes de baixa frequência, pode-se usar núcleos de aço—silício comum, do mesmo tipo usado na fabricação de transformadores de potência, o qual constitui-se em um material de baixo custo e com alto valor de indução de saturação.

Há nessa proposta, porém, um sério problema associado à comutação dos interruptores auxiliares, que limitam sua aplicação, principalmente em potências elevadas. Quando um determinado interruptor é comandado a cessar a condução, tem-se um valor de corrente circulando pelo mesmo e pelo respectivo indutor, a qual sofre neste instante súbita variação. O resultado é uma força contra—eletromotriz que surge então nos terminais do indutor e reflete-se no respectivo interruptor, sendo que a magnitude da diferença de potencial nos terminais do interruptor pode atingir a milhares de volts. Em [14] este fenômeno foi contornado através da utilização de circuitos “grampeadores” conectados em paralelo com cada um dos interruptores. Esta solução, no entanto, representa elevadas perdas e implica em uma diminuição da confiabilidade do conversor. É notável, porém, os ótimos resultados alcançados sob o ponto de vista do Fator de Potência, principalmente tendo em vista o baixo custo e simplicidade da topologia.

### 1.7.7. Retificador Trifásico com Modulação de Largura de Pulso

Na Figura 1-14 observa-se a topologia proposta por KOLAR & ZACH em [15], que se assemelha em linhas gerais à citada no item 1.7.6.

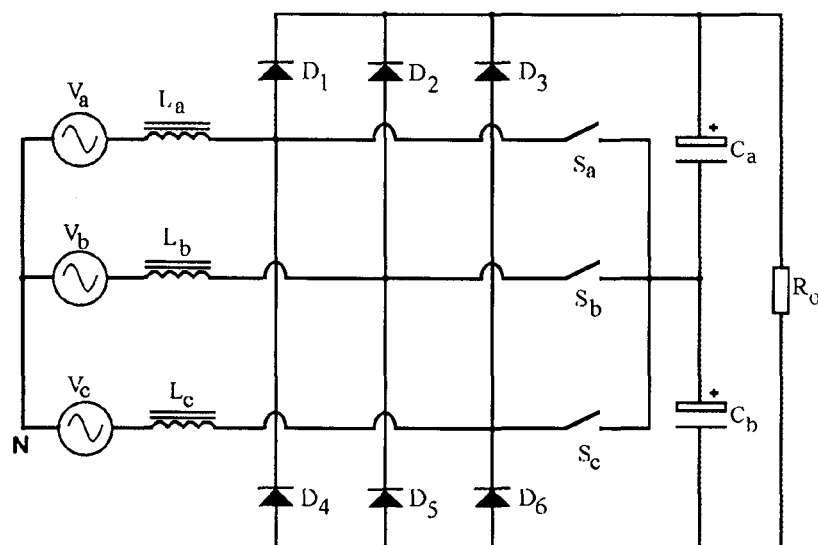


Figura 1-14: Retificador Trifásico com três interruptores e Modulação de Largura de Pulso.

Os interruptores  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$  são também de característica bidirecional. No entanto, em vez de serem conectados ao ponto neutro da rede trifásica, a conexão comum dos três



interruptores é ligada a um ponto médio obtido no lado DC do retificador, entre dois capacitores idênticos  $C_a$  e  $C_b$ , como em [8]. Os interruptores  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$  são comandados por pulsos de alta frequência cujas larguras são proporcionais à amplitude da tensão da respectiva fase, técnica conhecida como modulação de largura de pulso (*PWM - Pulse Width Modulation*). Os resultados de simulações digitais em [15] mostram que a corrente de entrada em cada fase é senoidal e em fase com a respectiva tensão, tendo sobreposta a ela componentes de alta frequência advindas da comutação dos interruptores em alta frequência. É necessária a adição de filtros para eliminar estas componentes harmônicas que, adequadamente dimensionados, devem reduzir a TDH a níveis muito baixos. Apesar de não serem apresentados em [15] resultados experimentais, é de se supor que o resultado final será um Fator de Potência praticamente unitário.

A desvantagem desse circuito, da mesma forma como acontecia com aquele citado no item 1.7.4, é decorrente da comutação dos interruptores em frequência elevada. A modulação PWM requer, além disso, um circuito de geração de sinais e comando dos interruptores relativamente complexo e perfeitamente sincronizado com a tensão da rede elétrica. Por outro lado, a conexão do ponto comum dos interruptores ao ponto médio criado com os capacitores  $C_a$  e  $C_b$ , em vez do neutro da rede trifásica, elimina totalmente o problema de sobretensão em tais interruptores, citado no circuito do item 1.7.6.

## 1.8. Conclusões

O incremento do Fator de Potência e a diminuição da taxa de distorção harmônica da corrente absorvida da rede elétrica pelos equipamentos eletrônicos é atualmente objeto de grande atenção por parte de pesquisadores acadêmicos e indústrias. Normas técnicas em constante evolução mostram uma tendência inevitável de se buscar melhor qualidade no aspecto da limitação do conteúdo harmônico nos sistemas de energia elétrica, fazendo surgir uma série de propostas voltadas à solução do problema. Para os equipamentos de potência elevada, os trabalhos tem se concentrado no retificador trifásico, que é amplamente usado como estágio conversor AC-DC de fontes de alimentação.

Na Tabela 1-4 é feita uma comparação de algumas dessas idéias descritas nesse capítulo, com suas respectivas vantagens e desvantagens principais.

O exame das soluções apresentadas permite levantar uma série de conclusões:

- As alternativas baseadas puramente em elementos passivos conduzem geralmente a elementos

magnéticos (indutores e/ou transformadores) que elevam o volume e o peso do conversor. Se não há restrições dessa natureza, muitas de tais alternativas são interessantes, visto serem normalmente soluções de baixo custo e extremamente robustas.

- A presença de indutores na entrada do retificador trifásico é interessante sob o ponto de vista da melhoria da confiabilidade.
- As propostas que envolvem comando dos interruptores em alta frequência dão ótimos resultados quanto ao Fator de Potência e TDH, porém envolvem dificuldades práticas associadas a tais frequências. Os indutores, nestas topologias, tornam-se volumosos e caros devido ao material de fabricação dos núcleos magnéticos. As perdas de comutação são elevadas quando se usa comutação dissipativa e tornam-se extremamente problemáticas em potências mais elevadas.
- O comando de interruptores em baixa frequência, apesar de facilitar a implementação prática do conversor, mostra problemas de sobretensões na topologia proposta em [13] e [14]. No entanto os resultados obtidos quanto ao Fator de Potência despertam o interesse a respeito dessa proposta, principalmente pelo baixo custo que lhe é inerente.
- A produção de um “ponto médio” no lado DC, por meio de dois capacitores idênticos, produz um nó de potencial nulo, que pode ser usado como ponto de conexão alternativo ao neutro da rede trifásica. A vantagem do uso de tal “ponto médio” é que se não há conexão ao terminal neutro da rede garante-se a automática eliminação das componentes de 3<sup>a</sup> harmônica na corrente de entrada do conversor.

*Tabela 1-4: Principais vantagens e desvantagens de algumas propostas para incremento do Fator de Potência e diminuição da Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada de retificadores trifásicos.*

Topologia	Vantagens	Desvantagens
Filtro Indutivo no lado AC	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Correção por componentes passivos.</li> <li>- Simplicidade de implementação.</li> <li>- Baixo custo.</li> <li>- Proteção aos diodos retificadores.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Volume e peso elevados.</li> <li>- TDH elevada.</li> </ul>
Filtro Indutivo no lado DC	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Correção por componentes passivos.</li> <li>- Simplicidade de implementação.</li> <li>- Baixo custo.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Volume e peso elevados.</li> <li>- TDH elevada.</li> <li>- O filtro indutivo não dá proteção aos diodos.</li> </ul>
Transformador Trifásico Auxiliar Y/Δ	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Correção por componentes passivos.</li> <li>- Obtenção de FP muito alto com um circuito simples.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Número elevado de componentes magnéticos (indutores e transformador auxiliar).</li> <li>- Volume e peso do transformador auxiliar.</li> </ul>
Conversor DC-DC operando em condução descontínua	<ul style="list-style-type: none"> <li>- FP praticamente unitário.</li> <li>- Baixa TDH da corrente de entrada.</li> <li>- Circuito de comando simples.</li> <li>- Possibilidade de extensão a outras topologias.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Correntes elevadas nos interruptores, incrementando perdas por condução.</li> <li>- Comutações em frequência elevada, incrementando as perdas.</li> <li>- Custo e complexidade dos indutores.</li> <li>- Necessidade de filtragem adicional da frequência de comutação.</li> </ul>
Line Interphase Transformers (LITs)	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Correção por elementos passivos.</li> <li>- FP elevado.</li> <li>- Baixa TDH.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Volume e peso dos LITs.</li> <li>- Aquecimento dos LITs.</li> <li>- Necessidade de dois retificadores trifásicos independentes no mesmo circuito.</li> </ul>
FAGUNDES, CRUZ & BARBI	<ul style="list-style-type: none"> <li>- FP elevado.</li> <li>- Comando em baixa frequência.</li> <li>- Indutores de baixo custo.</li> <li>- Simplicidade.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Necessidade de circuitos adicionais para limitar as sobretensões nos interruptores.</li> <li>- TDH relativamente alta.</li> <li>- Presença de 3ª harmônica, devido à conexão com o neutro do sistema trifásico.</li> </ul>
KOLAR & ZACH	<ul style="list-style-type: none"> <li>- FP praticamente unitário.</li> <li>- Não há sobretensões nos interruptores.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Complexidade do comando PWM.</li> <li>- Comutações em frequência elevada.</li> <li>- Necessidade de filtragem adicional da frequência de comutação.</li> </ul>

## Capítulo 2: Proposta de um Novo Retificador Trifásico

*“O mecanismo do descobrimento não é lógico e intelectual. É uma iluminação subterrânea, quase um êxtase. Em seguida, é certo, a inteligência analisa e a experiência confirma a intuição. Além disso, há uma conexão muito forte com a imaginação. A imaginação é mais importante que o conhecimento.”*

Albert Einstein (1879 - 1955)

### 2.1. Apresentação

Neste capítulo é apresentado um novo retificador trifásico, concebido de forma a apresentar Fator de Potência elevado e diminuir a Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada em comparação com o retificador trifásico básico.

Devido a dificuldade de se descrever com exatidão o processo intuitivo da descoberta, esta apresentação será descrita a partir de uma lista contendo características básicas a serem alcançadas e através de comparações com circuitos apresentados no capítulo anterior.

### 2.2. Desenvolvimento do Novo Retificador Trifásico

Conforme visto no capítulo anterior, diversas propostas de novas topologias tem sido apresentadas, cada qual com suas vantagens e desvantagens. Através de uma análise crítica de tais topologias, alguns pontos emergem como interessantes para serem reunidos em um novo retificador trifásico, pontos esses descritos na Tabela 2-1.

Voltando-se a atenção ao primeiro item da Tabela 2-1, mostra-se na Figura 2-1 o retificador trifásico básico no qual coloca-se um indutor em série com cada uma das fases de alimentação, já apresentado no capítulo anterior (item 1.7.1). Este retificador apresenta as formas de onda da corrente em cada uma das fases como ilustrado na Figura 2-2. Examinando-se tal figura, nota-se que há intervalos periódicos nos quais a corrente em cada fase permanece nula, sendo tais intervalos equivalentes a  $30^\circ$  do período total da oscilação senoidal da rede. Estas situações correspondem a intervalos nos quais há somente dois diodos em estado de condução,

conforme relacionado em cada corrente na Figura 2-2.

Tabela 2-1: Características desejadas em um novo retificador trifásico.

	Característica	Motivação
I	Indutores com indutância elevada em série com cada uma das fases.	Melhorar a confiabilidade do circuito no caso de eventuais curto—circuitos.
II	Interruptores semicondutores comandados em baixa frequência.	1) Facilitar a implementação do circuito de comando. 2) Reduzir o custo. 3) Reduzir as perdas de comutação.
III	Correção do Fator de potência por meio de interruptores auxiliares, que não processam a potência total do conversor	Reduzir as perdas de condução
IV	Alimentação a “três fios”, ou seja, sem conexão de potência ao “neutro” do sistema trifásico.	1) Ausência de correntes de neutro; 2) Eliminar automaticamente as componentes de 3ª harmônica na corrente de entrada.

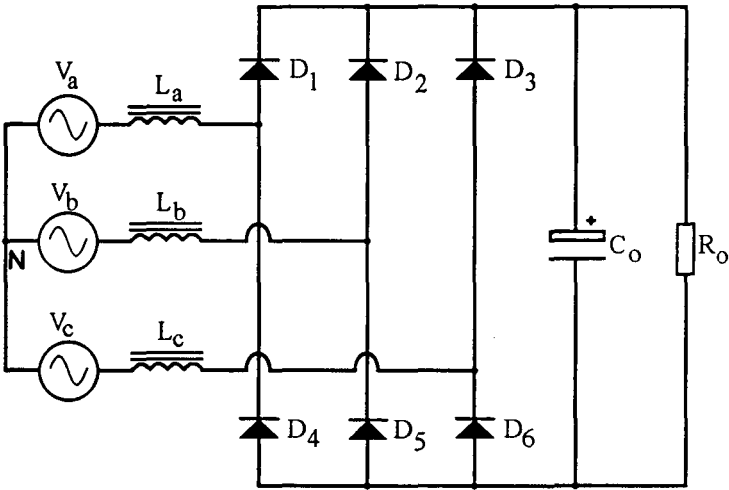
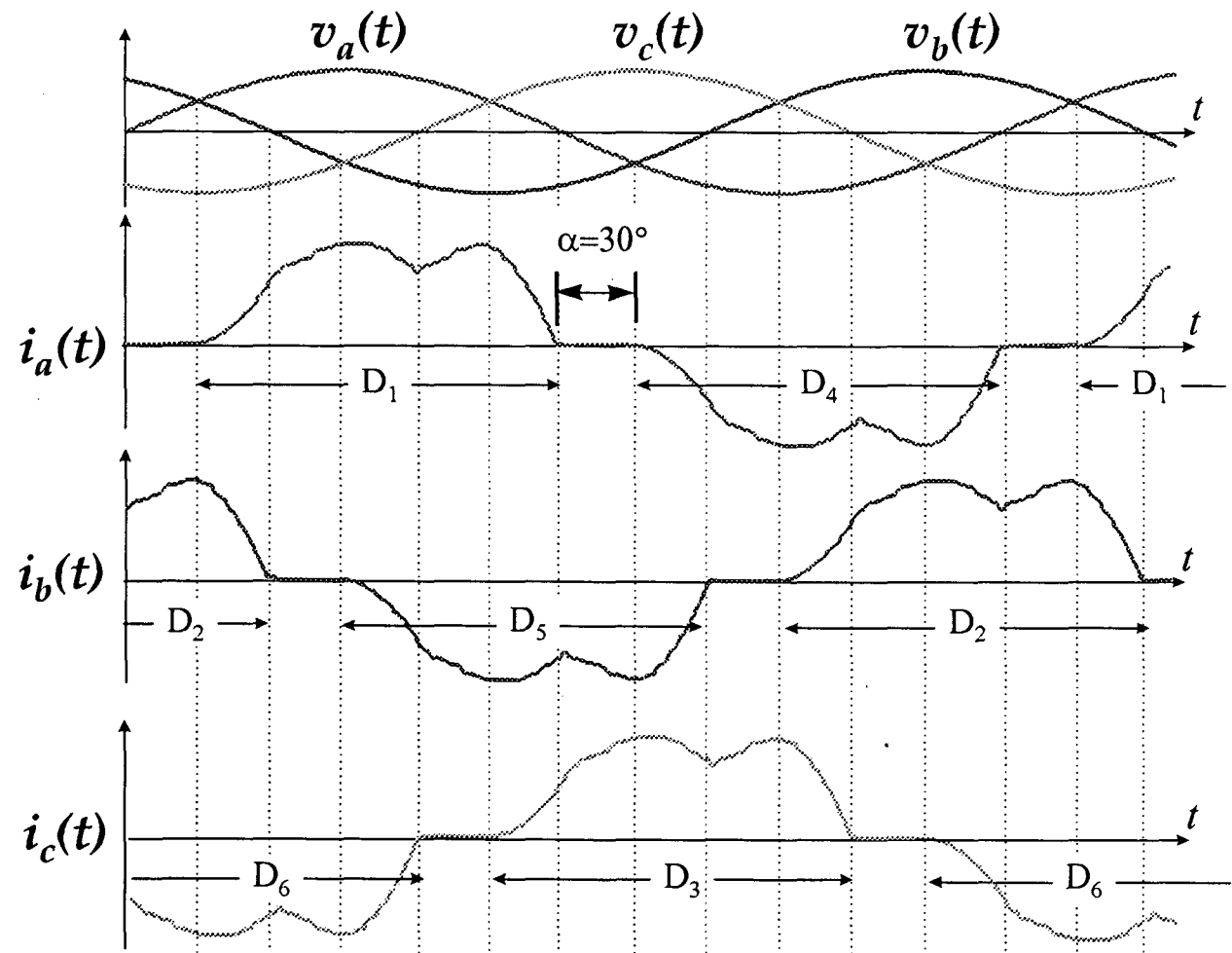


Figura 2-1: Retificador Trifásico com indutores em cada uma das fases.

Tomando-se por exemplo a tensão  $v_a(t)$  na Figura 2-2, verifica-se que no intervalo inicial de  $30^\circ$  tem-se tal tensão positiva, mas somente os diodos conectados às outras fases ( $D_2$  e  $D_6$ ) estão em condução. O diodo  $D_1$ , que está ligado à fase “A”, só entra em estado de condução a partir do instante no qual o valor instantâneo de  $v_a(t)$  torna-se maior que  $v_b(t)$ .

Voltando-se agora para a segunda característica desejada, de se ter um circuito no qual os interruptores semicondutores sejam comandados em baixa frequência, verifica-se que esta estratégia foi aplicada ao retificador apresentado por FAGUNDES, CRUZ & BARBI [13],

mostrado no capítulo anterior. Naquele circuito cada um dos interruptores bidirecionais é comandado à condução durante intervalos equivalentes a  $30^\circ$ , período este onde se teria, no retificador trifásico da Figura 2-1, corrente de entrada nula. O problema do circuito de [13] é que tais interruptores estão ligados ao ponto neutro do sistema trifásico e, como consequência, produzem-se sobretensões indesejáveis nos terminais dos interruptores. Por outro lado, naquela proposta a estratégia de comando dos interruptores bidirecionais fazia com que o Fator de Potência fosse significativamente incrementado em relação ao retificador trifásico apenas com indutores na entrada, sendo que tais interruptores tem característica de potência muito menor que a potência de saída do conversor. Assim, este retificador atende o requisito de apresentar reduzidas perdas por comutação, listado como terceiro item na Tabela 2-1.

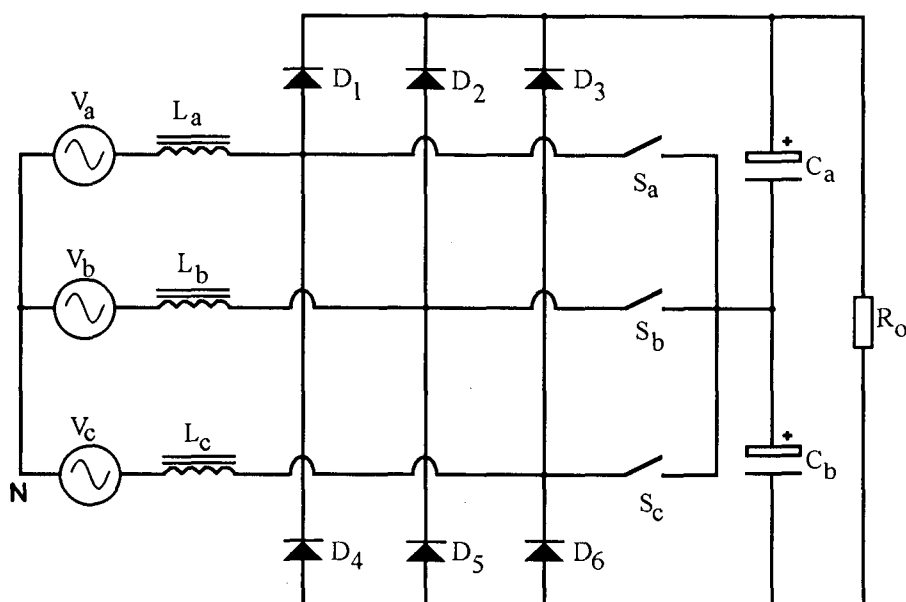


*Figura 2-2: Tensões fase—neutro e correntes de entrada de um retificador trifásico dotado de indutores em série com cada uma das fases.*

Levando em conta o quarto requisito da Tabela 2-1, tem-se a atenção voltada ao retificador apresentado por KOLAR & ZACK [15], já mostrado no capítulo anterior e cujo circuito é repetido na Figura 2-3. Não há, neste circuito, conexão ao neutro do sistema trifásico,

como desejado; os interruptores, no entanto, são comandados em alta frequência, através de modulação PWM.

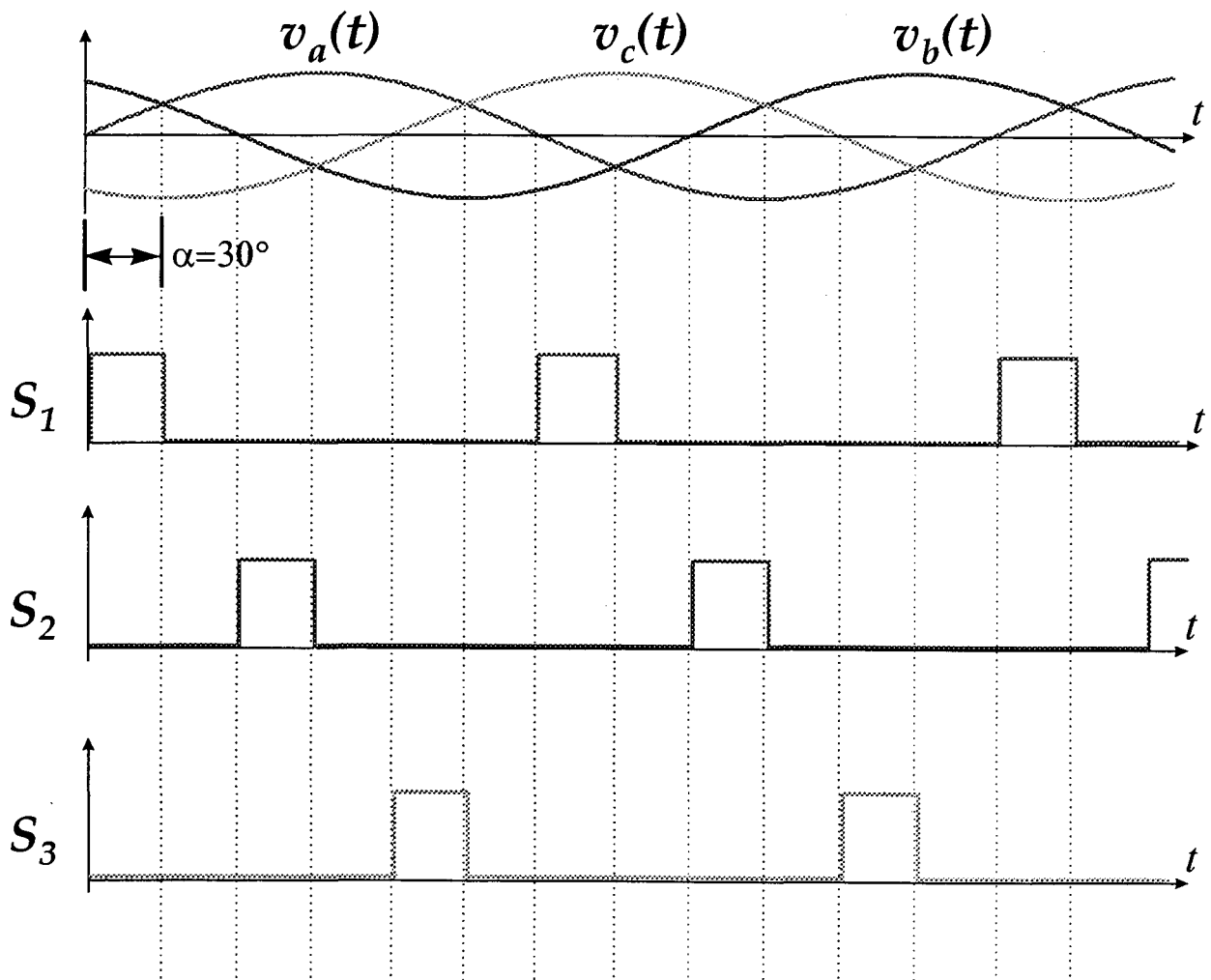
Frente ao que foi exposto, verifica-se que as quatro características listadas na Tabela 2-1 podem ser alcançadas através de uma combinação do retificador apresentado por FAGUNDES, CRUZ & BARBI [13] com o apresentado por KOLAR & ZACK [15]. Ou seja, propõe-se usar a topologia com três interruptores bidirecionais conectados ao ponto central entre os dois capacitores de saída de [15], conforme a Figura 2-3, já que a mesma é alimentada a “três fios”, ou seja, sem conexão de potência ao “neutro” do sistema trifásico. Porém, em vez de se comandar tais interruptores através de modulação PWM em alta frequência, os mesmos serão acionados por meio de um esquema de comando em baixa frequência como feito em [13].



*Figura 2-3: Circuito do Novo Retificador Trifásico proposto, com topologia semelhante à apresentada por KOLAR & ZACK [15], mas com comando dos interruptores conforme FAGUNDES, CRUZ & BARBI [13].*

A Figura 2-4 mostra o esquema de comando proposto. Cada um dos interruptores bidirecionais é comandado a conduzir no exato instante em que a respectiva tensão fase—neutro atinge o valor nulo, permanecendo nesta condição por um intervalo correspondente a  $30^\circ$ , representado como  $\alpha$ . Tem-se portanto um caminho alternativo para a corrente elétrica nesses intervalos, através do respectivo interruptor bidirecional. Como consequência, é válido supor que, uma vez que não mais se tem os intervalos de corrente nula, o ângulo de defasamento da corrente em relação à tensão será significativamente menor do que aquele que se tinha no retificador

trifásico apenas com filtro indutivo no lado AC. Da mesma forma, eliminando-se a descontinuidade representada pelos intervalos periódicos de corrente nula, o valor da Taxa de Distorção Harmônica da corrente deve também diminuir. Ou seja, o novo retificador deve, ao que tudo indica, apresentar Fator de Potência elevado.



*Figura 2-5: Tensões fase—neutro e pulsos de comando dos interruptores bidirecionais no retificador trifásico proposto.*

### 2.3. Conclusões

Foi proposto neste capítulo um novo retificador trifásico, reunindo as seguintes características:

- Presença de indutores em série com a alimentação trifásica, fato que confere robustez à estrutura na hipótese de curto-circuito.
- Esquema de comando dos interruptores em baixa frequência, de modo a facilitar a implementação prática do circuito de comando. O uso de baixa frequência tem ainda notáveis implicações na redução do custo de construção do retificador, principalmente no tocante aos



dispositivos semicondutores.

- Ausência da conexão ao “neutro” do sistema elétrico, o que garante automática eliminação das componentes de 3ª harmônica na corrente de entrada do circuito.
- É de se supor, com base no comportamento de outros circuitos retificadores trifásicos estudados, que o circuito proposto apresentará um pequeno ângulo de deslocamento da corrente de entrada em relação à tensão e reduzida Taxa de Distorção Harmônica da corrente. Conseqüentemente, o Fator de Potência do retificador deve ser elevado.
- Uma vez que cada um dos interruptores bidirecionais permanece em estado de condução somente durante  $\frac{1}{6}$  de cada período, as perdas de condução e a potência envolvida na comutação é muito menor que a potência total processada pelo retificador trifásico.

Na seqüência será efetuada a análise matemática do circuito proposto, visando determinar parâmetros de funcionamento e de modo a se poder verificar suas reais características no tocante ao Fator de potência e à Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada.

## Capítulo 3: Análise Matemática

*“Quando você puder medir aquilo de que está falando e exprimir isso em números, saberá algo sobre tal coisa. Enquanto você não puder exprimi-lo em números, seu conhecimento sobre o assunto será precário e insatisfatório. Pode ser o início do conhecimento, mas você terá avançado muito pouco, em seus pensamentos, em direção ao estágio de ciência.”*

William Thompson, Lord Kelvin (1824-1907)

### 3.1. Apresentação

Neste capítulo é descrita a análise matemática do circuito retificador apresentado no Capítulo 2. Tal análise tem como objetivos principais:

- a) Verificar a relação entre a tensão de saída em corrente contínua e a tensão alternada de alimentação do conversor.
- b) Investigar qual o valor da indutância a ser adotada para os indutores de entrada.
- c) Obter equações que descrevam a corrente que flui através dos elementos do circuito.

A análise foi conduzida usando-se as ferramentas normalmente empregadas no estudo de circuitos elétricos e com a proposição de um modelo monofásico simplificado, o qual facilitou sobremaneira a dedução de equações significativas.

### 3.2. Suposições Gerais

Para a análise do circuito, algumas suposições iniciais foram feitas, com o intuito de simplificar a obtenção das equações. São elas:

- a) O conversor está operando em condições nominais.
- b) Cada um dos interruptores bidirecionais é levado ao estado de condução no exato instante em que a respectiva tensão fase—neutro apresenta-se nula.

- c) Cada interruptor permanece no estado de condução durante um intervalo correspondente a  $\frac{1}{12}$  do período total da oscilação senoidal da tensão, ou seja, um intervalo equivalente a  $30^\circ$ , em cada semi—ciclo da tensão de entrada da rede elétrica.
- d) Os interruptores e diodos tem, em estado de condução, resistência elétrica desprezível. Por outro lado, em estado de bloqueio, tais elementos apresentam-se como resistências infinitas.
- e) As tensões fase—neutro nas três fases evoluem na seqüência reversa, ou seja,  $A \rightarrow C \rightarrow B$ , de modo que os interruptores bidirecionais são acionados na seqüência  $A \rightarrow B \rightarrow C$ .

Ao longo da descrição da análise, outras suposições serão apresentadas.

### 3.3. Estados Topológicos

O circuito retificador proposto acha-se repetido na Figura 3-1. Através da inspeção do circuito e com o auxílio de simulações, é possível verificar que o conversor apresenta doze estados topológicos ao longo de um período de funcionamento, cada qual representando um intervalo equivalente a  $30^\circ$ . Usando a passagem por zero da tensão na fase “A” como instante de início de um período, a Figura 3-2 apresenta os estados topológicos de  $0^\circ$  a  $180^\circ$ , ou seja, para um semi—período. Para melhor visualização, em tal figura foram desenhados, para cada etapa, apenas os elementos que encontram-se conduzindo corrente elétrica.

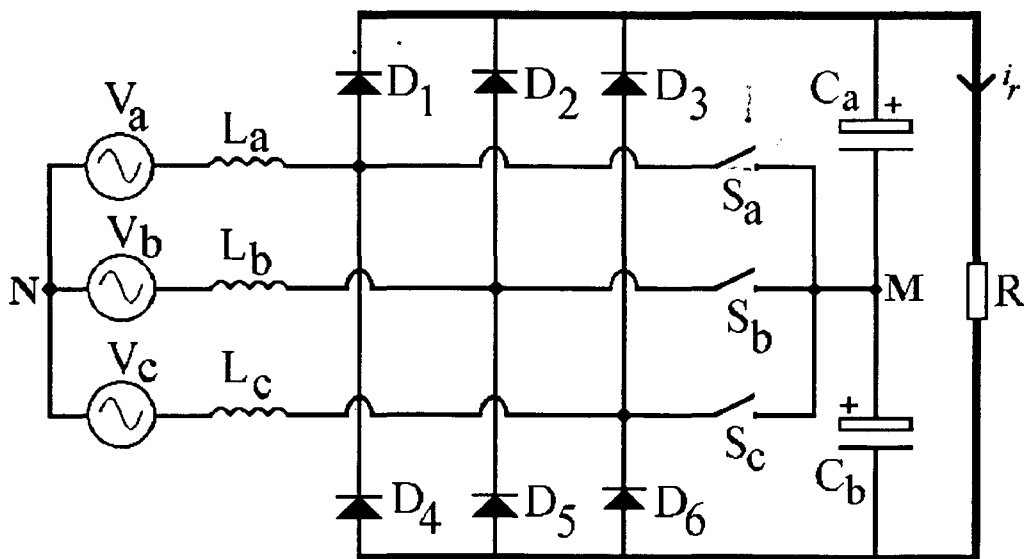


Figura 3-1: Circuito do retificador trifásico em estudo.

Descreve-se na seqüência cada uma das etapas:

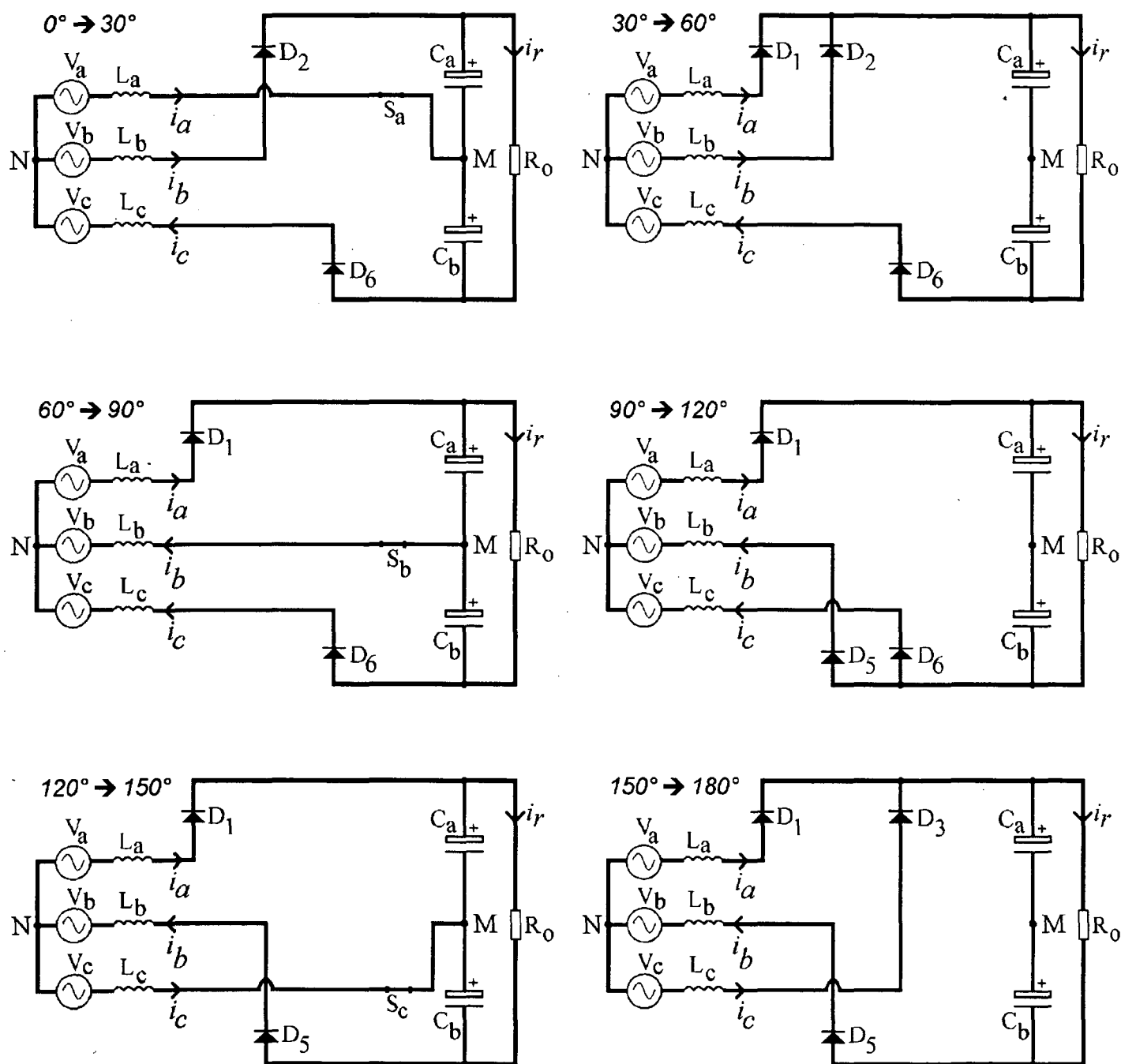


Figura 3-2: Estados Topológicos do circuito, para um semi—período da tensão alternada de alimentação.

Foram representados apenas os elementos que se acham conduzindo corrente elétrica em cada etapa..

**(a) 0° a 30°:**

Neste intervalo a tensão na fase “A” é positiva. No entanto, a tensão na fase “B” é maior que a presente na fase “A”. Num retificador trifásico com filtro indutivo na entrada, tal situação corresponde a um intervalo no qual a corrente na fase “A” é nula. Isto posto, no circuito proposto o interruptor  $S_a$  é colocado em estado de condução durante este intervalo, fazendo com que a corrente elétrica flua através do indutor  $L_a$  na fase “A”. Como a tensão na fase “B” é positiva, o diodo  $D_2$  está conduzindo, enquanto que na fase “C”, com tensão negativa nesse intervalo, tem-se o diodo  $D_6$  em estado de condução.

**(b) 30° a 60°:**

A partir de 30°, a tensão na fase “A” supera a tensão na fase “B”, de modo que o diodo  $D_1$  passa ao estado de condução. O interruptor  $S_a$  é comandado ao estado de bloqueio e o conversor opera, nesse intervalo, como um retificador trifásico convencional com filtro indutivo na entrada.

**(c) 60° a 90°:**

No instante correspondente a 60° a tensão na fase “B” torna-se negativa. A corrente através do diodo  $D_2$  se anula e este diodo é bloqueado. Da mesma maneira como ocorreu para a fase “A” no intervalo (a), agora na fase “B” ter-se-ia corrente nula, devido à inexistência de diodos em estado de condução associados a esta fase. Assim, o interruptor bidirecional  $S_b$  é comandado ao estado de condução, fazendo com que exista uma corrente nesta fase. Na fase “A” o diodo  $D_1$  continua em estado de condução e na fase “C” tem-se o diodo  $D_6$  conduzindo.

**(d) 90° a 120°:**

A partir de 90° a tensão na fase “B” supera o valor da tensão na fase “C” (ambas negativas), fazendo com que o diodo  $D_5$  entre em estado de condução. Não é mais necessário que o interruptor  $S_b$  permaneça conduzindo, de modo que o sinal de comando é anulado durante este intervalo. Novamente pode-se considerar que o conversor opera, durante o presente intervalo, como um retificador trifásico “clássico”.

**(e) 120° a 150°:**

Do mesmo modo como já foi explicado em (a) e em (c) para as fases “A” e “B”, a partir de 120° o diodo  $D_6$  é bloqueado, pois a tensão da fase “C” passa a ser positiva, porém com valor inferior à tensão da fase “A”. Como consequência, a corrente na fase “C” permaneceria nula neste intervalo, de modo que o interruptor bidirecional  $S_c$  é comandado a conduzir. Na fase “A” há o diodo  $D_1$  em estado de condução e, na fase “B”, o diodo  $D_5$  também se encontra conduzindo.

**(f) 150° a 180°:**

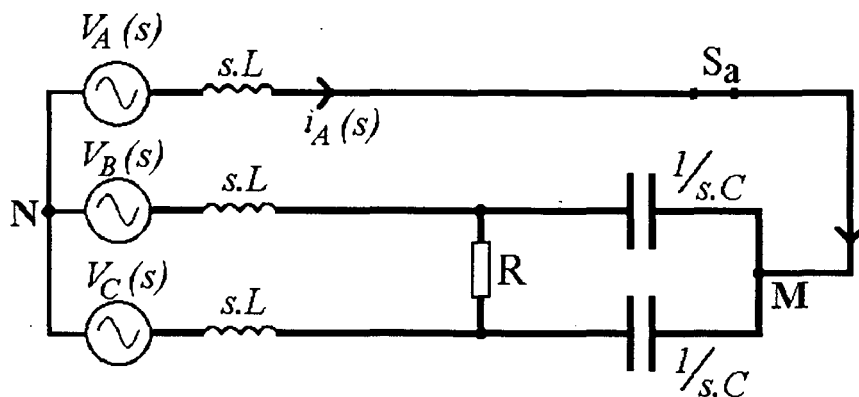
Na fase “C” tem-se, a partir de 150°, o diodo  $D_3$  em estado de condução, pois a tensão nesta fase supera, a partir deste ponto, a tensão na fase “A”. Não é mais necessário, portanto, que o interruptor  $S_c$  seja comandado ao estado de condução. Mais uma vez o conversor funciona de modo semelhante a um retificador trifásico dotado de filtro indutivo na entrada, com os diodos  $D_1$ ,  $D_3$  e  $D_5$  em estado de condução.

A partir de 180°, o mesmo raciocínio pode ser estendido para o semi—período seguinte, com mais seis estados topológicos. No entanto, pode-se verificar que tais doze estados topológicos podem ser resumidos, para efeito de análise de circuito, a apenas duas situações básicas:

- 1) Quando apenas dois diodos estão em estado de condução, o interruptor associado à fase “faltante” é comandado ao estado de condução. É o caso, na descrição anterior, dos intervalos (a), (c) e (d). Tal situação será analisada sob a denominação de “etapa ímpar”.
- 2) Quando há três diodos em estado de condução (um diodo em cada uma das três fases), não é necessário o acionamento dos interruptores bidirecionais. Na descrição anterior, tal situação foi verificada em (b), (d) e (f) e será denominada, para efeito de análise, como “etapa par”.

### 3.4. Análise da “Etapa Ímpar”

Com a idealização dos diodos e interruptores, o circuito correspondente à etapa (a) anteriormente descrita pode ser representada pela Figura 3-3.



*Figura 3-3: Circuito obtido com a idealização dos diodos e interruptores e representando-se os componentes no domínio  $s$ .*

Como os três indutores de entrada  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  são supostos idênticos, a indutância de cada um deles será representada simplesmente como  $L$ . Do mesmo modo, como os dois

capacitores eletrolíticos  $C_a$  e  $C_b$  são supostos idênticos, a capacitância de cada um será doravante representada como  $C$ . Tal circuito será utilizado para a dedução de uma expressão para a corrente  $i_a(t)$  que flui através do interruptor  $S_a$  — e, conseqüentemente, pela fase “A” — durante este intervalo. Uma vez que o interruptor  $S_a$  é comandado a conduzir no exato instante em que a tensão na fase “A” é nula, tem-se  $i_a(t) = 0$  e pode-se efetuar a análise do circuito da Figura 3-2 diretamente com os componentes no domínio  $s$ , através de Transformadas de Laplace, usando-se a equivalência  $[s.L]$  para os indutores e  $[1/s.C]$  para os capacitores. Observa-se ainda na Figura 3-3 que o resistor de carga, juntamente com os dois capacitores, formam um circuito com disposição em “delta”. É possível, portanto, efetuar uma transformação  $\Delta \rightarrow Y$  que simplifica o circuito, ilustrada na Figura 3-4.

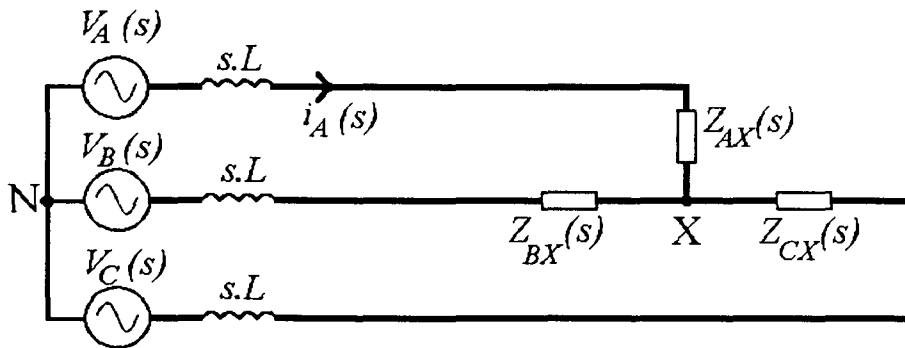


Figura 3-4: Simplificação do circuito da Figura 3-3, com o emprego de uma transformação  $\Delta \rightarrow Y$ .

A partir da Figura 3-4, tem-se, com a aplicação da transformação  $\Delta \rightarrow Y$ :

$$Z_{AX}(s) = \frac{1}{s \cdot C(2 + s \cdot C \cdot R)} \quad \text{Eq.3-1}$$

$$Z_{BX}(s) = Z_{CX}(s) = \frac{R}{(2 + s \cdot C \cdot R)} \quad \text{Eq.3-2}$$

Simplificando-se ainda mais o circuito, tem-se a Figura 3-5, com três “impedâncias equivalentes” representadas pelas Equações 3-3 e 3-4:

$$Z_A(s) = s \cdot L + \frac{1}{s \cdot C(2 + s \cdot C \cdot R)} \quad \text{Eq.3-3}$$

$$Z_B(s) = Z_C(s) = s \cdot L + \frac{R}{(2 + s \cdot C \cdot R)} \quad \text{Eq.3-4}$$

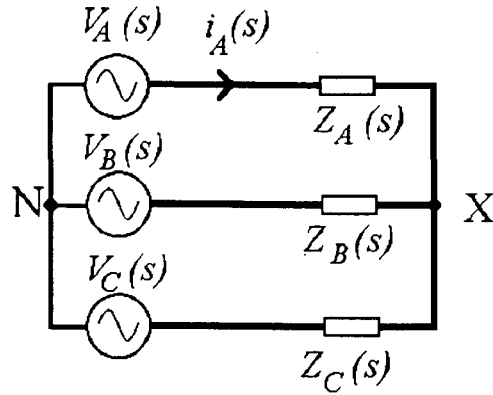


Figura 3-5: Circuito simplificado para análise, com uma “impedância equivalente” associada a cada fase.

Considerando  $V$  como o valor máximo da tensão alternada senoidal, as tensões fase—neutro do sistema trifásico e suas respectivas Transformadas de Laplace são apresentadas nas Equações 3-5, 3-6 e 3-7:

$$v_A(t) = V \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \xrightarrow{\mathcal{L}} V_A(s) = V \cdot \left( \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \right) \quad \text{Eq.3-5}$$

$$v_B(t) = V \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \xrightarrow{\mathcal{L}} V_B(s) = \frac{V}{2} \cdot \left( \frac{s\sqrt{3} - \omega}{s^2 + \omega^2} \right) \quad \text{Eq.3-6}$$

$$v_C(t) = V \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \xrightarrow{\mathcal{L}} V_C(s) = \frac{-V}{2} \cdot \left( \frac{s\sqrt{3} + \omega}{s^2 + \omega^2} \right) \quad \text{Eq.3-7}$$

Em um circuito como o que está na Figura 3-5, pode-se escrever expressões gerais para as correntes em cada uma das fases. Para a fase “A”, a corrente é dada pela Equação 3-8:

$$i_A(s) = \frac{V_A(s) \cdot Z_B(s) + V_A(s) \cdot Z_C(s) - V_B(s) \cdot Z_C(s) - V_C(s) \cdot Z_B(s)}{Z_A(s) \cdot Z_B(s) + Z_A(s) \cdot Z_C(s) + Z_B(s) \cdot Z_C(s)} \quad \text{Eq.3.8}$$

Substituindo as expressões anteriormente obtidas na Equação 3-8 e simplificando-se, tem-se:

$$i_A(s) = \frac{\omega \cdot V \cdot s \cdot C}{(s^2 \cdot L \cdot C) \cdot (s^2 + \omega^2)} \quad \text{Eq.3-9}$$

A Transformada Inversa de Laplace fornece a expressão da corrente na fase “A”, no domínio do tempo:

$$i_a(t) = \frac{\omega \cdot V \cdot C}{L \cdot C \cdot \omega^2} \left\{ \cos\left[\frac{\sqrt{3} \cdot t}{3 \cdot \sqrt{L \cdot C}}\right] - \cos(\omega \cdot t) \right\} \quad \text{Eq.3-10}$$

Supondo-se ainda que os capacitores eletrolíticos  $C_a$  e  $C_b$  tem capacitância muito elevada,



a Equação 3-10 pode ser simplificada, usando-se o limite:

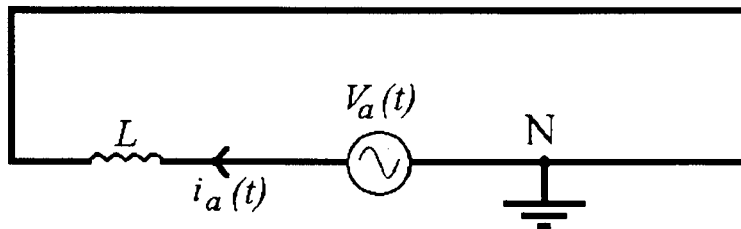
$$i_a(t) = \lim_{C \rightarrow \infty} \left\{ \frac{\omega \cdot V \cdot C}{L \cdot C \cdot \omega^2} \left\{ \cos \left[ \frac{\sqrt{3} \cdot t}{3 \cdot \sqrt{L \cdot C}} \right] - \cos(\omega \cdot t) \right\} \right\}$$

com o que se obtém:

$$i_a(t) = \frac{V}{\omega \cdot L} [-\cos(\omega \cdot t) + 1] \quad \text{Eq.3-11}$$

A Equação 3-11 permite chegar-se a algumas conclusões interessantes:

- Durante as “etapas ímpares” a corrente que flui através do interruptor bidirecional — e, conseqüentemente, a corrente da fase correspondente — não depende da carga, mas somente do valor da indutância de entrada.
- Para o modelamento matemático da corrente na fase em estudo, nesta etapa, pode-se analisar o circuito por intermédio de um equivalente simples, mostrado na Figura 3-6, composto unicamente pela fonte senoidal de entrada e um indutor. Este circuito é de utilidade no dimensionamento dos componentes do interruptor bidirecional, para implementação prática do retificador proposto.



*Figura 3-6: Circuito equivalente para modelamento da corrente de fase, na etapa em que o respectivo interruptor bidirecional está em estado de condução.*

- A diferença de potencial entre os nós “N” e “M”, mostrados na Figura 3-1, é nula em todas as etapas em que há um interruptor bidirecional em estado de condução.
- A Equação 3-11 descreve o comportamento da corrente “drenada” da fonte trifásica quando o respectivo interruptor bidirecional é comandado a conduzir. Ou seja, em um período completo da oscilação senoidal da fase “A”, tal equação pode ser aplicada às outras fases, com o sinal adequado, de acordo com a Tabela 3-1.

Tabela 3-1: Aplicação da Equação 3-11 às diversas fases, nas “etapas ímpares”.

Fase	Intervalo angular	Equação da Corrente
A	0° a 30°	$i_a(t) = \frac{V}{\omega \cdot L} [-\cos(\omega \cdot t) + 1]$
B	60° a 90°	$i_b(t) = \frac{V}{\omega \cdot L} [\cos(\omega \cdot t) - 1]$
C	120° a 150°	$i_a(t) = \frac{V}{\omega \cdot L} [-\cos(\omega \cdot t) + 1]$
A	180° a 210°	$i_a(t) = \frac{V}{\omega \cdot L} [\cos(\omega \cdot t) - 1]$
B	240° a 270°	$i_b(t) = \frac{V}{\omega \cdot L} [-\cos(\omega \cdot t) + 1]$
C	330° a 360°	$i_c(t) = \frac{V}{\omega \cdot L} [\cos(\omega \cdot t) - 1]$

3.5. Análise da “Etapa Par”

Com a idealização dos diodos, a Figura 3-7 mostra o circuito simplificado correspondente à etapa (b) citada na Figura 3-2. Supondo-se os capacitores eletrolíticos  $C_a$  e  $C_b$  idênticos e com grande capacitância, pode-se considerar que a tensão  $V_{DE}$  sobre a carga é constante e também que:

$$V_{DE} = 2 \cdot V_{cap}$$

Eq. 3-12

onde  $V_{cap}$  representa a tensão em qualquer um dos capacitores, já que são supostos idênticos.

A inspeção do circuito mostrado na Figura 3-7 permite também concluir que a corrente que flui na fase “C” é o resultado da soma das correntes nas fases “A” e “B”:

$$i_c(t) = -[i_a(t) + i_b(t)]$$

Eq. 3-13

Isto posto, analisando os capacitores eletrolíticos como fontes de tensão constante, pode-se considerar que a corrente  $i_r$  na resistência de carga, mostrada na Figura 3-7, é suprida pela energia armazenada nos capacitores, de modo que as correntes  $i_a$  e  $i_b$  fluem através dos capacitores. Isto posto, é possível escrever as Equações de Malha 3-14 e 3-15, aplicando-se a Lei das Tensões de Kirchoff (LTK):

$$2 \cdot L \cdot \frac{d}{dt} i_a(t) + L \cdot \frac{d}{dt} i_b(t) = V_a(t) - V_c(t) - 2 \cdot V_{cap}$$

Eq. 3-14

$$L \cdot \frac{d}{dt} i_a(t) + 2 \cdot L \cdot \frac{d}{dt} i_b(t) = V_b(t) - V_c(t) - 2 \cdot V_{cap} \quad \text{Eq. 3-15}$$

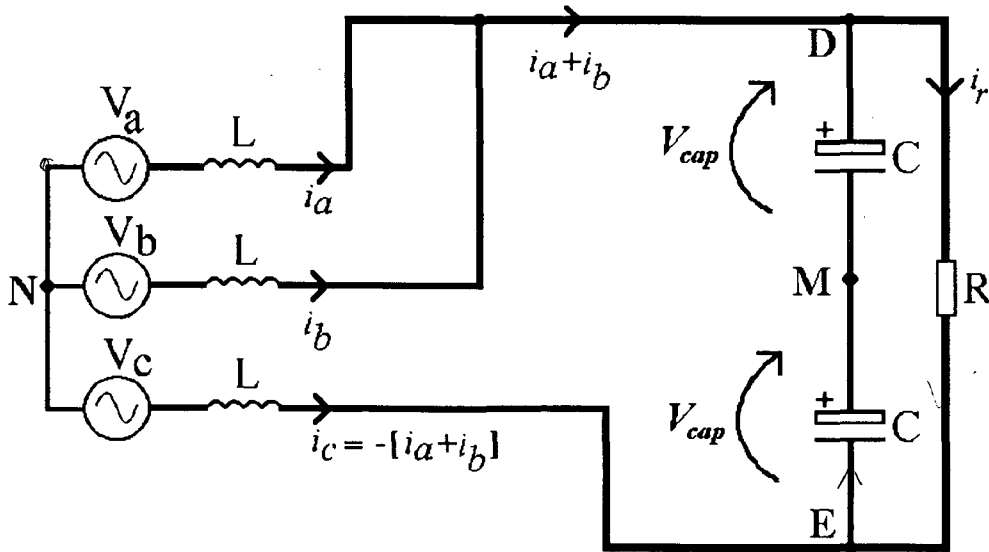


Figura 3-7: Circuito simplificado para análise na etapa de  $30^\circ$  a  $60^\circ$ .

As fontes de tensão  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$ , que representam o sistema trifásico, são caracterizadas, no intervalo de  $30^\circ$  a  $60^\circ$ , pelas Equações 3-16, 3-17 e 3-18:

$$V_a(t) = V \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6}\right) \quad \text{Eq. 3-16}$$

$$V_b(t) = V \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6} + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) = V \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{3}\right) \quad \text{Eq. 3-17}$$

$$V_c(t) = V \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6} - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) = -V \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad \text{Eq. 3-18}$$

Substituindo as Equações 3-17, 3-18 e 3-19 nas Equações 3-14 e 3-15, tem-se:

$$2 \cdot L \cdot \frac{d}{dt} i_a(t) + L \cdot \frac{d}{dt} i_b(t) = V \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6}\right) - V \cdot \cos(\omega \cdot t) - 2 \cdot V_{cap} \quad \text{Eq. 3-19}$$

$$L \cdot \frac{d}{dt} i_a(t) + 2 \cdot L \cdot \frac{d}{dt} i_b(t) = V \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{3}\right) + V \cdot \cos(\omega \cdot t) - 2 \cdot V_{cap} \quad \text{Eq. 3-20}$$

Aplicando-se a Transformada de Laplace às Equações 3-19 e 3-20, tem-se as Equações 3-21 e 3-22, nas quais os valores iniciais das correntes  $i_a$  e  $i_b$  são os valores correspondentes ao instante no qual se tem  $\omega \cdot t = 30^\circ$ .

$$2 \cdot L \cdot s \cdot i_a(s) + L \cdot s \cdot i_b(s) = \frac{3 \cdot V \cdot s^2 + V \cdot s \cdot \omega \cdot \sqrt{3} - 4 \cdot V_{cap} \cdot s^2 - 4 \cdot V_{cap} \cdot \omega^2}{2 \cdot s \cdot (s^2 + \omega^2)} + 2 \cdot L \cdot i_a(30^\circ) + L \cdot i_b(30^\circ) \quad \text{Eq. 3-21}$$

$$L \cdot s \cdot i_a(s) + 2 \cdot L \cdot s \cdot i_b(s) = \frac{3 \cdot V \cdot s^2 - V \cdot s \cdot \omega \cdot \sqrt{3} - 4 \cdot V_{cap} \cdot s^2 - 4 \cdot V_{cap} \cdot \omega^2}{2 \cdot s \cdot (s^2 + \omega^2)} + L \cdot i_a(30^\circ) + 2 \cdot L \cdot i_b(30^\circ) \quad \text{Eq. 3-22}$$

Isolando-se  $i_a(s)$  e  $i_b(s)$  nas Equações 3-21 e 3-22 e simplificando, tem-se:

$$i_a(s) = \frac{3 \cdot V \cdot s^2 + 3 \cdot V \cdot s \cdot \omega \cdot \sqrt{3} - 4 \cdot V_{cap} \cdot s^2 - 4 \cdot V_{cap} \cdot \omega^2 + 6 \cdot L \cdot s^3 \cdot i_a(30^\circ) + 6 \cdot L \cdot s \cdot \omega^2 \cdot i_a(30^\circ)}{6 \cdot L \cdot (s^4 + s^2 \cdot \omega^2)} \quad \text{Eq. 3-23}$$

$$i_b(s) = \frac{3 \cdot V \cdot s^2 - 3 \cdot V \cdot s \cdot \omega \cdot \sqrt{3} - 4 \cdot V_{cap} \cdot s^2 - 4 \cdot V_{cap} \cdot \omega^2 + 6 \cdot L \cdot s^3 \cdot i_b(30^\circ) + 6 \cdot L \cdot s \cdot \omega^2 \cdot i_b(30^\circ)}{6 \cdot L \cdot (s^4 + s^2 \cdot \omega^2)} \quad \text{Eq. 3-24}$$

A Transformada Inversa de Laplace fornece as expressões no domínio do tempo:

$$i_a(t) = \frac{V}{2 \cdot \omega \cdot L} \left[ \sqrt{3} + \sin(\omega \cdot t) - \sqrt{3} \cdot \cos(\omega \cdot t) \right] - \frac{2 \cdot V_{cap}}{3 \cdot L} \cdot t + i_a(30^\circ) \quad \text{Eq. 3-25}$$

$$i_b(t) = \frac{V}{2 \cdot \omega \cdot L} \left[ -\sqrt{3} + \sin(\omega \cdot t) + \sqrt{3} \cdot \cos(\omega \cdot t) \right] - \frac{2 \cdot V_{cap}}{3 \cdot L} \cdot t + i_b(30^\circ) \quad \text{Eq. 3-26}$$

E, para a fase “C”, lembrando da Equação 3-13:

$$i_c(t) = \frac{-V}{\omega \cdot L} \cdot \sin(\omega \cdot t) + \frac{4 \cdot V_{cap}}{3 \cdot L} \cdot t - i_a(30^\circ) - i_b(30^\circ) \quad \text{Eq. 3-27}$$

As Equações 3-25, 3-26 e 3-27 podem ser usadas para obter a tensão em qualquer nó do circuito mostrado na Figura 3-6. Assim sendo, a tensão do nó “D”, em relação ao neutro, é:

$$V_{DN}(t) = V_a(t) - L \cdot \frac{d}{dt} i_a(t) \quad \text{Eq. 3-28}$$

Com o que se obtém:

$$V_{DN}(t) = V \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{2 \cdot V_{cap}}{3} - \frac{V}{2} \cdot \cos(\omega \cdot t) - \frac{V \cdot \sqrt{3}}{2} \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad \text{Eq. 3-29}$$

Com idêntico raciocínio, obtém-se a tensão no nó “E”, em relação ao neutro:

$$V_{EN}(t) = V_c(t) - L \cdot \frac{d}{dt} i_c(t) \quad \text{Eq. 3-30}$$

Substituindo e derivando, a Equação 3-30 resulta simplesmente em:

$$V_{EN}(t) = \frac{-4 \cdot V_{cap}}{3} \quad \text{Eq. 3-31}$$

A tensão do nó “M”, situado entre os dois capacitores eletrolíticos, em relação ao neutro, é:

$$V_{MN} = \frac{V_{DN}(t) + V_{EN}(t)}{2} \quad \text{Eq. 3-32}$$

Substituindo as Equações 3-29 e 3-31 na Equação 3-32 e simplificando, obtém-se simplesmente:

$$V_{MN} = \frac{-V_{cap}}{3} \quad \text{Eq. 3-33}$$

A Equação 3-33 mostra que, durante o período de  $30^\circ$  a  $60^\circ$ , a tensão do nó “M” permanece negativa, constante e igual a  $\frac{1}{3}$  da tensão existente entre os terminais de cada um dos capacitores eletrolíticos. Tal constatação, juntamente com o exame da Equação 3-25, permite inferir um circuito simplificado que representa a corrente  $i_a(t)$  no intervalo de  $30^\circ$  a  $60^\circ$ , mostrado na Figura 3-8. Demonstra-se que tal circuito é equivalente ao circuito analisado por meio da aplicação da LTK, conforme a Equação 3-34:

$$-V_a(t) + L \cdot \frac{d}{dt} i_a(t) + V_{cap} - \frac{V_{cap}}{3} = 0 \quad \text{Eq. 3-34}$$

Ou então, reagrupando os termos:

$$\frac{d}{dt} i_a(t) = \frac{-2 \cdot V_{cap}}{3 \cdot L} + \frac{V_a(t)}{L} \quad \text{Eq. 3-35}$$

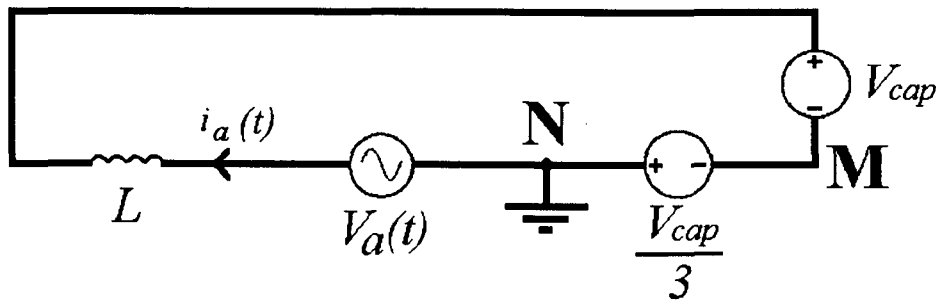


Figura 3-8: Circuito equivalente para modelamento da corrente de fase, no período de  $30^\circ$  a  $60^\circ$ .

Aplicando a Transformada de Laplace à Equação 3-35, tem-se a Equação 3-36:

$$s \cdot i_a(s) - i_a(30^\circ) = \frac{3 \cdot V \cdot s^2 + 3 \cdot V \cdot s \cdot \omega \cdot \sqrt{3} - 4 \cdot V_{cap} \cdot s^2 - 4 \cdot V_{cap} \cdot \omega^2}{L \cdot s \cdot (s^2 + \omega^2)} \quad \text{Eq. 3-36}$$

Isolando-se  $i_a(s)$  na Equação 3-36, obtém-se a Equação 3-23 anteriormente obtida, c. q. d.

$$i_a(s) = \frac{3 \cdot V \cdot s^2 + 3 \cdot V \cdot s \cdot \omega \cdot \sqrt{3} - 4 \cdot V_{cap} \cdot s^2 - 4 \cdot V_{cap} \cdot \omega^2 + 6 \cdot L \cdot s^3 \cdot i_a(30^\circ) + 6 \cdot L \cdot s \cdot \omega^2 \cdot i_a(30^\circ)}{6 \cdot L \cdot (s^4 + s^2 \cdot \omega^2)}$$

Eq. 3-23

Estendendo a análise para o período de 90° a 120°, verifica-se que a tensão  $V_{MN}$  terá neste intervalo o mesmo valor mostrado na Equação 3-33, porém com polaridade positiva, voltando a se apresentar negativa no intervalo de 150° a 180°. Por outro lado, já se havia verificado que nos intervalos em que se tem um dos interruptores bidirecionais comandado a conduzir (“etapas ímpares”) a tensão  $V_{MN}$  é nula, o que permite obter a Tabela 3-2, mostrando os valores dessa tensão ao longo de um período completo da oscilação senoidal, tomando-se a fase “A” como referência.

*Tabela 3-2: Elementos que estão conduzindo em cada um dos doze intervalos que compõe um período completo de funcionamento do circuito, juntamente com os respectivos valores da tensão do nó “M” em relação ao neutro.*

Elementos conduzindo associados às fases				Valor da Tensão $V_{MN}$
Intervalo angular	A	B	C	
0° a 30°	S <sub>a</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>6</sub>	zero
30° a 60°	D <sub>1</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>6</sub>	$\frac{-V_{cap}}{3}$
60° a 90°	D <sub>1</sub>	S <sub>b</sub>	D <sub>6</sub>	zero
90° a 120°	D <sub>1</sub>	D <sub>5</sub>	D <sub>6</sub>	$\frac{+V_{cap}}{3}$
120° a 150°	D <sub>1</sub>	D <sub>5</sub>	S <sub>c</sub>	zero
150° a 180°	D <sub>1</sub>	D <sub>5</sub>	D <sub>3</sub>	$\frac{-V_{cap}}{3}$
180° a 210°	S <sub>a</sub>	D <sub>5</sub>	D <sub>3</sub>	zero
210° a 240°	D <sub>4</sub>	D <sub>5</sub>	D <sub>3</sub>	$\frac{+V_{cap}}{3}$
240° a 270°	D <sub>4</sub>	S <sub>b</sub>	D <sub>3</sub>	zero
270° a 300°	D <sub>4</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>3</sub>	$\frac{-V_{cap}}{3}$
300° a 330°	D <sub>4</sub>	D <sub>2</sub>	S <sub>c</sub>	zero
330° a 360°	D <sub>4</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>6</sub>	$\frac{+V_{cap}}{3}$

3.6. Um Circuito Monofásico Equivalente

Juntando-se o circuito da Figura 3-6 com o da Figura 3-8 e levando em conta as informações da Tabela 3-2, é possível idealizar um circuito simplificado equivalente ao retificador

em estudo, mostrado na Figura 3-9. Neste circuito  $V_x$  é uma fonte de tensão alternada senoidal monofásica e  $D_p$  e  $D_n$  representam diodos ideais. Um interruptor bidirecional, representado como  $S_x$ , é comandado a conduzir durante um intervalo equivalente a  $30^\circ$  a partir do instante quando a tensão  $V_x$  é nula. A fonte  $V_p$  é uma fonte de três níveis de tensão, assumindo os valores de  $V_{MN}$  relacionados na Tabela 3-2. As duas fontes de tensão  $V_{cap}$  representam os dois capacitores eletrolíticos, supostos de grande capacitância de modo a manter tensão constante em seus terminais.

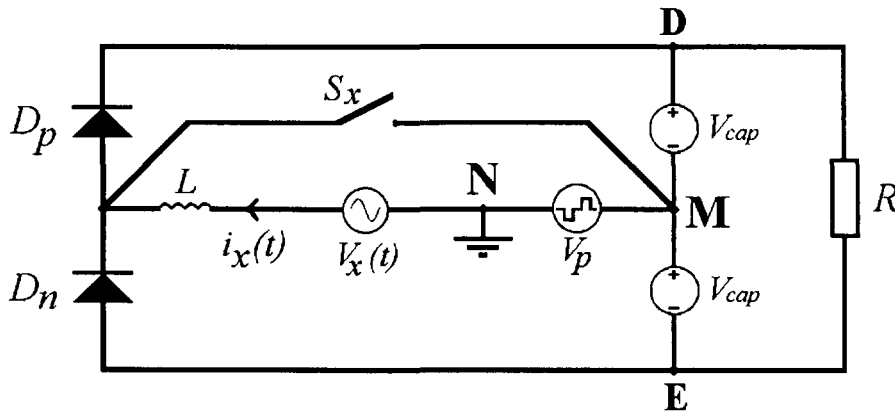


Figura 3-9: Circuito Monofásico equivalente ao retificador em estudo.

Na Figura 3-10 mostra-se uma representação gráfica da tensão da fonte  $V_p$ , a tensão de comando do interruptor bidirecional  $S_x$ , juntamente com a tensão senoidal da fonte monofásica  $V_x$ . Com tal Circuito Monofásico Equivalente, é possível obter um conjunto de equações para a corrente de entrada do retificador, analisando-se cada uma das etapas de  $30^\circ$  como um circuito linear.

**(a)  $0^\circ$  a  $30^\circ$ :**

Durante esta etapa o interruptor  $S_x$  está em estado de condução. Conforme já mostrado na Figura 3-6, o circuito é muito simples e tem-se, através da aplicação da LTK, a Equação 3-37:

$$-V_x(t) + L \cdot \frac{d}{dt} i_x(t) = 0 \quad \text{Eq. 3-37}$$

Com a aplicação de Transformadas de Laplace, resolve-se a Equação Diferencial 3-37, obtendo-se a expressão da corrente que já foi citada na Equação 3-11, repetida à seguir como Equação 3-38 unicamente para fazê-la genérica:

$$i_x(t) = \frac{-V}{\omega \cdot L} [\cos(\omega \cdot t) - 1] \quad \text{Eq. 3-38}$$

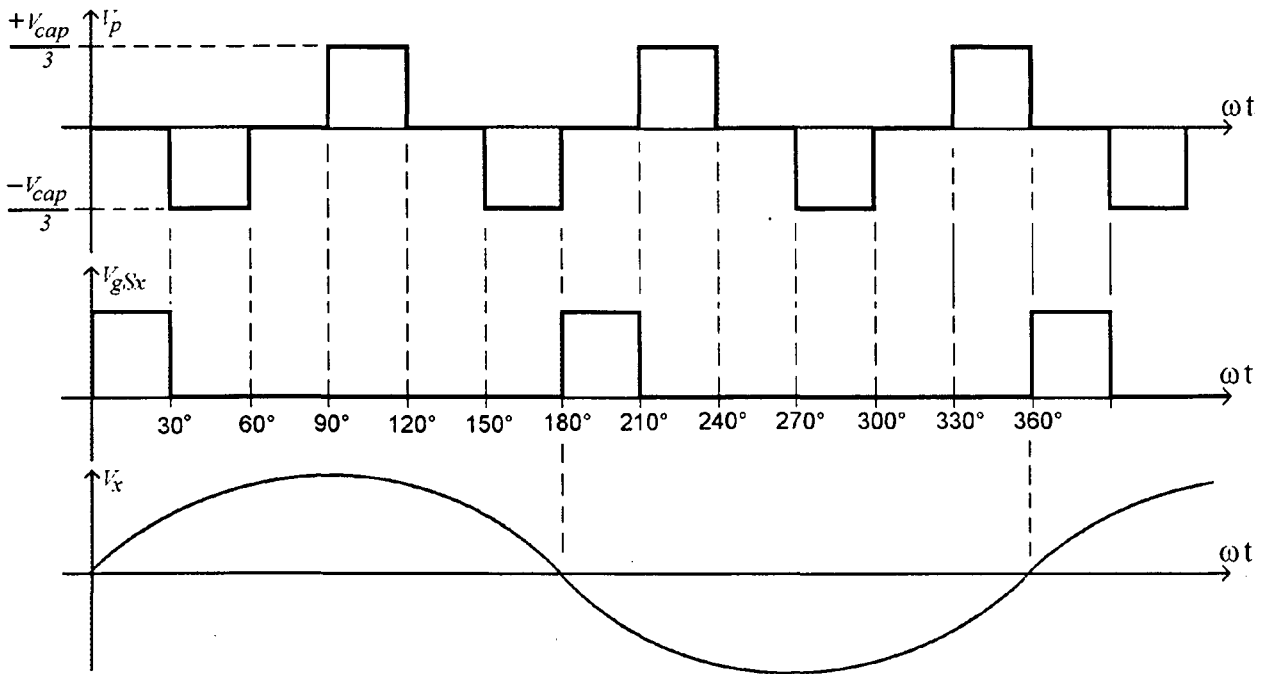


Figura 3-10: Tensão da fonte  $V_p$ , tensão de comando do interruptor  $S_x$  e tensão da fonte senoidal  $V_x$ , do Circuito Monofásico equivalente ao Retificador em estudo.

Ao término dessa etapa, tem-se a corrente com o valor mostrado na Equação 3-39, obtida fazendo-se  $\omega t = 30^\circ$  na Equação 3-38:

$$i_x(30^\circ) = \frac{V}{\omega \cdot L} \left( 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad \text{Eq.3-39}$$

**(b)  $30^\circ$  a  $60^\circ$ :**

Esta etapa já foi também analisada, resultando na Equação 3-25. Substituindo o resultado da Equação 3-39 na Equação 3-25, obtém-se a Equação 3-40:

$$i_a(t) = \frac{V}{2 \cdot \omega \cdot L} \left[ \sqrt{3} + \sin(\omega \cdot t) - \sqrt{3} \cdot \cos(\omega \cdot t) \right] - \frac{2 \cdot V_{cap}}{3 \cdot L} \cdot t + \frac{V}{\omega \cdot L} \left( 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad \text{Eq. 3-40}$$

Simplificando, tem-se:

$$i_x(t) = \frac{3 \cdot V \cdot \sin(\omega \cdot t) - 3 \cdot V \sqrt{3} \cos(\omega \cdot t) - 4 \cdot V_{cap} \cdot \omega \cdot t + 6 \cdot V}{6 \cdot \omega \cdot L} \quad \text{Eq. 3-41}$$

Fazendo-se  $\omega t = 30^\circ$  (ou  $\pi/6$  radianos) na Equação 3-41, tem-se o valor da corrente ao término dessa etapa:

$$i_x\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{3 \cdot V \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) - 3 \cdot V \sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) - 4 \cdot V_{cap} \cdot \left(\frac{\pi}{6}\right) + 6 \cdot V}{6 \cdot \omega \cdot L} \quad \text{Eq. 3-42}$$

Ou, simplificando:



$$i_x(60^\circ) = \frac{V}{2 \cdot \omega \cdot L} - \pi \frac{V_{cap}}{9 \cdot \omega \cdot L} \quad \text{Eq. 3-43}$$

(c) 60° a 90°:

O circuito correspondente a esta etapa é mostrado na Figura 3-11. A tensão  $V_p$  é zero e o diodo  $D_p$  está conduzindo, enquanto o diodo  $D_n$  está bloqueado, já que neste intervalo a tensão  $V_x$  é positiva.

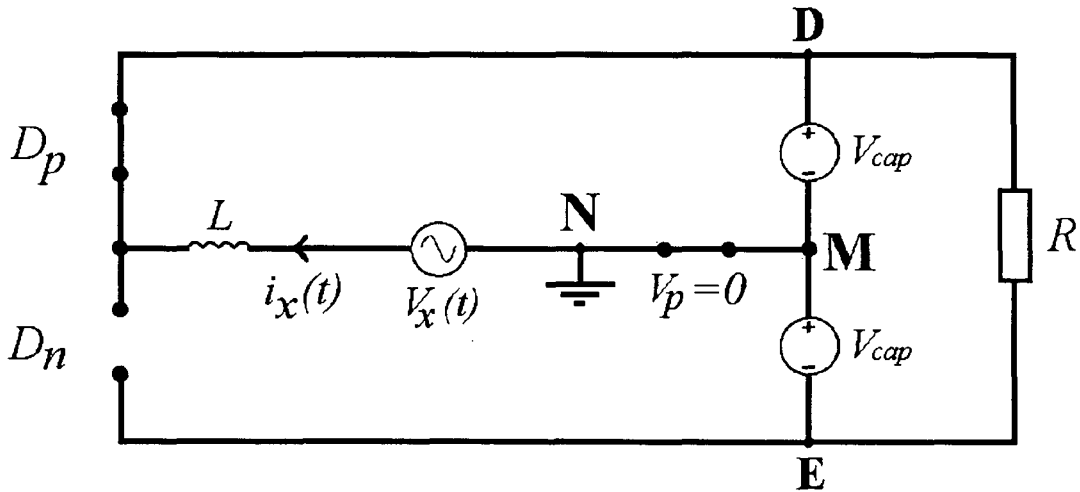


Figura 3-11: Circuito correspondente ao intervalo de 60° a 90°  
(e, também, ao intervalo de 120° a 150°).

A aplicação da LTK à malha “superior” do circuito da Figura 3-11 resulta em:

$$-V_x(t) + L \cdot \frac{d}{dt} i_x(t) + V_{cap} = 0 \quad \text{Eq. 3-44}$$

Usando o resultado da Equação 3-43 como condição inicial e lembrando que, neste intervalo, a tensão  $V_x$  é:

$$V_x(t) = V \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{3}\right) \quad \text{Eq. 3-45}$$

obtem-se a Equação 3-46, que representa a corrente de entrada do retificador nessa etapa:

$$i_x(t) = \frac{V}{2} \left[ \frac{\sqrt{3} \cdot \sin(\omega \cdot t) - \cos(\omega \cdot t) + 1}{\omega \cdot L} \right] - \frac{V_{cap}}{L} t + \frac{V}{2 \cdot \omega \cdot L} - \pi \frac{V_{cap}}{9 \cdot \omega \cdot L} \quad \text{Eq. 3-46}$$

Ao final dessa etapa, a corrente atinge o valor mostrado na Equação 3-47, a qual se obtém fazendo  $\omega t = 30^\circ$  na Equação 3-46 e simplificando.

$$i_x(90^\circ) = \frac{V}{\omega \cdot L} - \frac{5 \cdot \pi \cdot V_{cap}}{18 \cdot \omega \cdot L} \quad \text{Eq. 3-47}$$

**(d) 90° a 120°:**

O circuito equivalente para esta etapa é representado na Figura 3-12. A corrente  $i_x(t)$  continua fluindo através do diodo  $D_p$ , enquanto que o diodo  $D_n$  está bloqueado. A fonte de tensão  $V_p$  assume o valor  $V_{cap}/3$ , com polaridade positiva no nó “M” em relação ao nó “N”.

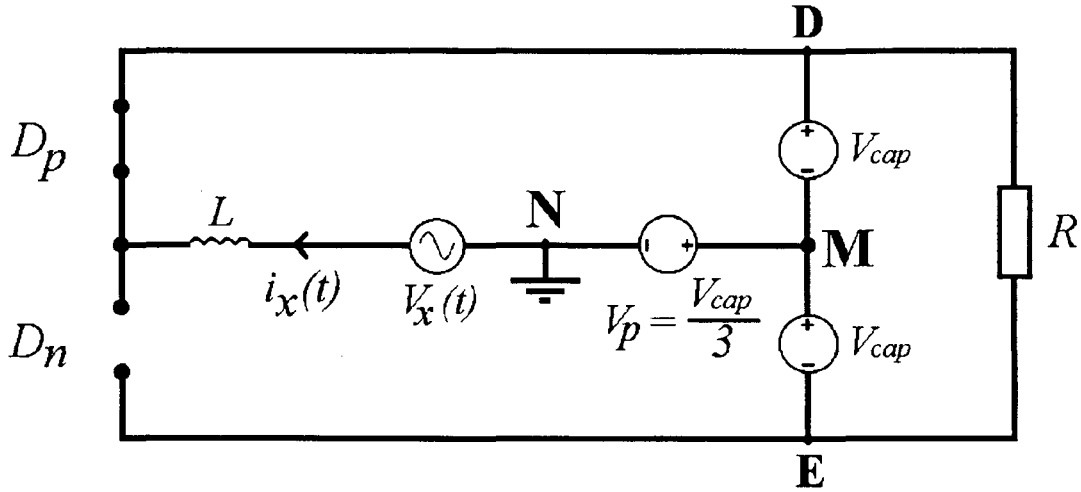


Figura 3-12: Circuito correspondente ao intervalo de 90° a 120°.

A LTK aplicada à malha “superior” da Figura 3-12 fornece a Equação 3-48:

$$-V_x(t) + L \cdot \frac{d}{dt} i_x(t) + V_{cap} + \frac{V_{cap}}{3} = 0 \quad \text{Eq. 3-48}$$

Na solução da Equação Diferencial 3-48, o resultado da Equação 3-47 é usado como condição inicial. Além disso, leva-se em conta que neste intervalo, a tensão  $V_x$  é:

$$V_x(t) = V \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{2}\right) = V \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad \text{Eq. 3-49}$$

Com isso, obtém-se a Equação 3-50, que representa a corrente de entrada do retificador nessa etapa:

$$i_x(t) = \frac{V \cdot \sin(\omega \cdot t)}{\omega \cdot L} - \frac{4 \cdot V_{cap}}{3 \cdot L} t + \frac{V}{\omega \cdot L} - \frac{5 \cdot \pi \cdot V_{cap}}{18 \cdot \omega \cdot L} \quad \text{Eq. 3-50}$$

Ao final dessa etapa, a corrente atinge o valor mostrado na Equação 3-51, a qual se obtém fazendo  $\omega \cdot t = 30^\circ$  na Equação 3-50 e simplificando.

$$i_x(120^\circ) = \frac{3 \cdot V - \pi \cdot V_{cap}}{2 \cdot \omega \cdot L} \quad \text{Eq. 3-51}$$

**(e) 120° a 150°:**

O circuito equivalente para este intervalo é idêntico ao mostrado na Figura 3-11. Como consequência, a mesma Equação Diferencial 3-44 é válida:

$$-V_x(t) + L \cdot \frac{d}{dt} i_x(t) + V_{cap} = 0 \quad \text{Eq. 3-44}$$

No entanto, na solução dessa equação para essa etapa, a condição inicial é aquela mostrada pela Equação 3-51 e a tensão  $V_x$  neste intervalo é:

$$V_x(t) = V \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad \text{Eq. 3-52}$$

A equação da corrente fica então:

$$i_x(t) = \frac{V}{\omega \cdot L} \left[ \sqrt{3} \cdot \sin(\omega \cdot t) + \cos(\omega \cdot t) - 1 \right] - \frac{V_{cap}}{L} t + \frac{3 \cdot V - \pi \cdot V_{cap}}{2 \cdot \omega \cdot L} \quad \text{Eq. 3-53}$$

Ao final dessa etapa, tem-se a corrente dada pela Equação 3-54:

$$i_x(150^\circ) = \frac{3\sqrt{3} \cdot V + 6 \cdot V - 4 \cdot \pi \cdot V_{cap}}{6 \cdot \omega \cdot L} \quad \text{Eq. 3-54}$$

**(f) 150° a 180°:**

O circuito equivalente é semelhante àquele apresentado na etapa de 90° a 120°, apenas com a inversão da polaridade da fonte de tensão  $V_p$ , conforme ilustrado na Figura 3-13. Isto posto, a LTK fornece a Equação 3-55:

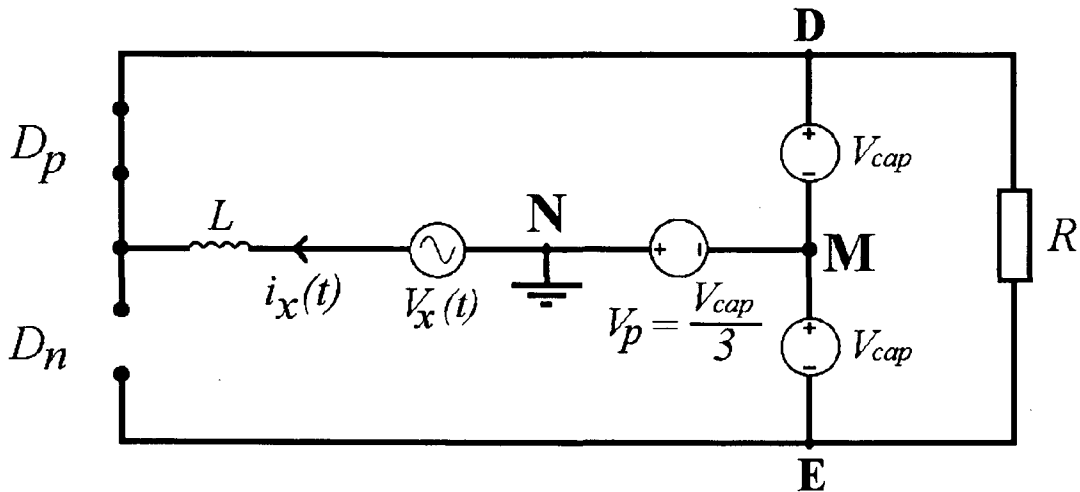


Figura 3-13: Circuito correspondente ao intervalo de 150° a 180°.

$$-V_s(t) + L \cdot \frac{d}{dt} i_x(t) + V_{cap} - \frac{V_{cap}}{3} = 0 \quad \text{Eq. 3-55}$$

A Equação 3-54 é usada como condição inicial na solução da equação diferencial 3-55, lembrando ainda que neste intervalo a tensão  $V_x$  é:

$$V_x(t) = V \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{5 \cdot \pi}{6}\right) \quad \text{Eq. 3-56}$$

Obtém-se então a Equação 3-57, que representa a corrente de entrada do retificador nessa etapa:

$$i_x(t) = \frac{V}{\omega \cdot L} \left[ \sin(\omega \cdot t) + \sqrt{3} \cos(\omega \cdot t) - \sqrt{3} \right] - \frac{2 \cdot V_{cap}}{3 \cdot L} t + \frac{3\sqrt{3} \cdot V + 6 \cdot V - 4 \cdot \pi \cdot V_{cap}}{6 \cdot \omega \cdot L}$$

Eq. 3-57

Ao final dessa etapa, a corrente atinge o valor mostrado na Equação 3-58, a qual se obtém fazendo  $\omega t = 30^\circ$  na Equação 3-56 e simplificando.

$$i_x(180^\circ) = \frac{18 \cdot V - 7 \cdot \pi \cdot V_{cap}}{9 \cdot \omega \cdot L}$$

Eq. 3-58

### 3.7. Introdução da “Indutância Crítica”

No conjunto de equações anteriormente apresentadas para o período de 0 a  $180^\circ$ , tem-se como incógnita a tensão  $V_{cap}$ , ou, de modo equivalente, o valor da tensão de saída do retificador. Para solução dessa incógnita, introduz-se neste item o conceito de “*indutância crítica*” do conversor em estudo.

Através da observação da forma da corrente de entrada do circuito, obtida em simulações, é possível verificar que existe uma condição ideal de funcionamento do circuito no qual a corrente anula-se no instante correspondente ao ângulo de  $180^\circ$ . Ou seja, obtém-se com esta condição uma corrente de entrada sem “descontinuidade” ao término de cada semi—ciclo, fato que empiricamente determinaria um valor otimizado quanto à taxa de distorção harmônica.

Supondo então que os indutores de entrada tenham seu valor ajustado no valor da “*indutância crítica*”, ter-se-ia ao final de um semi—ciclo uma corrente nula, ou seja, a Equação 3-58 seria igual a zero. É evidente que a Equação 3-58 só será nula se o numerador da fração for nulo, ou seja:

$$18 \cdot V - 7 \cdot \pi \cdot V_{cap} = 0$$

Eq. 3-59

com o que se obtém a relação:

$$V_{cap} = \frac{18}{7 \cdot \pi} V$$

Eq. 3-60

Como a tensão sobre o resistor de carga é o dobro da tensão em cada capacitor, pode-se escrever a relação da Equação 3-61 à seguir, válida ao se adotar a “*indutância crítica*” para os indutores de entrada:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{36 \cdot \sqrt{2}}{7 \cdot \pi \cdot \sqrt{3}} = 1,3366$$

Eq. 3-61

Na Equação 3-61, tem-se:

- $V_o$  : tensão de saída em corrente contínua do retificador;
- $V_i$  : tensão eficaz fase—fase de alimentação do retificador (tensão “de linha”).

A relação mostrada na Equação 3-60 permite simplificar bastante as expressões anteriormente obtidas para a corrente de entrada em cada etapa de funcionamento do retificador. A Tabela 3-3 resume as equações simplificadas obtidas com o uso da Equação 3-60, juntamente com o valor final da corrente em cada etapa, para o intervalo de zero a 180°. Para o semi—ciclo de 180° a 360°, as equações são as mesmas, multiplicadas por (-1), já que o circuito equivalente é simétrico.

*Tabela 3-3: Equações da corrente de entrada e valores finais da corrente, nas seis etapas correspondentes ao semi—ciclo de zero a 180°, com a adoção da “indutância crítica”.*

*Para o semi—ciclo de 180° a 360° as mesmas equações são válidas, multiplicadas por (-1).*

Etapa	Equação da corrente de entrada	Valor final da corrente
0 a 30°	$\frac{V}{\omega \cdot L} [1 - \cos(\omega \cdot t)]$	$\frac{V}{\omega \cdot L} \left[ 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right]$
30° a 60°	$\frac{V}{\omega \cdot L} \left[ \frac{9}{7} - \cos(\omega \cdot t) - \frac{12}{7 \cdot \pi} (\omega \cdot t) \right]$	$\frac{V}{\omega \cdot L} \left[ \frac{3}{14} \right]$
60° a 90°	$\frac{V}{\omega \cdot L} \left[ \frac{11}{7} - \cos(\omega \cdot t) - \frac{18}{7 \cdot \pi} (\omega \cdot t) \right]$	$\frac{V}{\omega \cdot L} \left[ \frac{2}{7} \right]$
90° a 120°	$\frac{V}{\omega \cdot L} \left[ 2 - \cos(\omega \cdot t) - \frac{24}{7 \cdot \pi} (\omega \cdot t) \right]$	$\frac{V}{\omega \cdot L} \left[ \frac{3}{14} \right]$
120° a 150°	$\frac{V}{\omega \cdot L} \left[ \frac{10}{7} - \cos(\omega \cdot t) - \frac{18}{7 \cdot \pi} (\omega \cdot t) \right]$	$\frac{V}{\omega \cdot L} \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{5}{7} \right]$
150° a 180°	$\frac{V}{\omega \cdot L} \left[ \frac{5}{7} - \cos(\omega \cdot t) - \frac{12}{7 \cdot \pi} (\omega \cdot t) \right]$	zero

As equações da corrente de entrada, mostradas na Tabela 3-3, podem ser empregadas para obtenção de uma representação gráfica dessa corrente, mostrada na Figura 3-14, para um intervalo equivalente a um período da rede elétrica. Nesta figura, os valores de corrente acham-se “normalizados”, já que o fator  $\left( \frac{V}{\omega \cdot L} \right)$  aparece em todas as equações da Tabela 3-3.

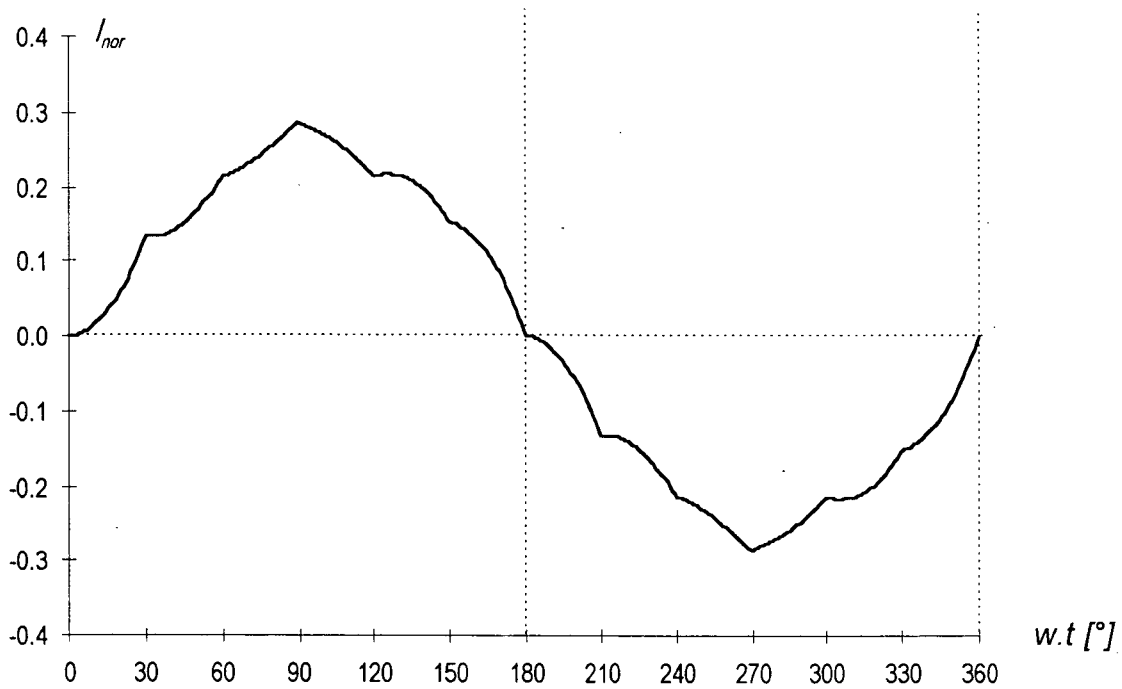


Figura 3-14: Representação gráfica das equações mostradas na Tabela 3-3, para um período de funcionamento do retificador. Os valores das ordenadas são dados em função de  $\left(\frac{V}{\omega \cdot L}\right)$ .

### 3.8. Cálculo da “Indutância Crítica”

Conforme mostrado no item anterior, há um valor particular da indutância dos indutores  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  o qual faz com que a corrente se anule no exato momento em que a tensão também se anula, nos instantes correspondentes a  $180^\circ$  e  $360^\circ$ . O valor de tal “indutância crítica” está relacionado com a potência nominal do conversor e pode ser obtido recorrendo-se à equação da corrente em uma das etapas. Por exemplo, conforme a Tabela 3-3, na etapa entre  $90^\circ$  a  $120^\circ$  a corrente de entrada da fase “A” obedece a Equação 3-62:

$$i_a(t) = \frac{V}{\omega \cdot L} \left[ 2 - \cos(\omega \cdot t) - \frac{24}{7 \cdot \pi} (\omega \cdot t) \right] \quad \text{Eq. 3-62}$$

Usando o avanço angular como variável na Equação 3-62, tem-se a corrente média da fase “A”, neste intervalo, dada pela integral representada na Equação 3-63:

$$I_{med} = \frac{1}{(\theta_2 - \theta_1)} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left\{ \frac{V}{\omega \cdot L} \left[ 2 - \cos(\theta) - \frac{24}{7 \cdot \pi} (\theta) \right] \right\} d\theta \quad \text{Eq. 3-63}$$

Adotando-se, no caso,  $\theta_1 = 90^\circ$  e  $\theta_2 = 120^\circ$ , obtém-se:

$$I_{med} = \frac{V}{\omega \cdot L} \left( \frac{6\sqrt{3} - 9}{2 \cdot \pi} \right) \quad \text{Eq. 3-64}$$

Por outro lado, observando-se a Figura 3-2, verifica-se que durante a etapa de 90° a 120° tem-se a corrente na fase “A” alimentando a carga, com retorno pelas fases “B” e “C”. Ou seja, a corrente média da fase “A” obtida na Equação 3-64 pode ser considerada, neste intervalo, como igual à corrente média na carga. Sendo  $P$  a potência transferida à carga e  $V_o$  a tensão contínua sobre a carga, a corrente média será também :

$$I_{med} = \frac{P}{V_o} \quad \text{Eq.3-65}$$

A partir da Equação 3-60, a relação entre a tensão contínua na carga ( $V_o$ ) e o valor máximo da tensão alternada senoidal ( $V$ ) é:

$$V_o = \frac{36}{7 \cdot \pi} V \quad \text{Eq. 3-66}$$

Substituindo a Equação 3-66 na Equação 3-65, tem-se:

$$I_{med} = \frac{7 \cdot \pi \cdot P}{36 \cdot V} \quad \text{Eq. 3-67}$$

Na Equação 3-64, trocando-se  $I_{med}$  por  $L$  tem-se:

$$L = \frac{V}{\omega \cdot I_{med}} \left( \frac{6\sqrt{3} - 9}{2 \cdot \pi} \right) \quad \text{Eq.3-68}$$

Substituindo a corrente média definida pela equação 3-67 na Equação 3-68, obtém-se uma expressão para a “indutância crítica”, mostrada na Equação 3-69:

$$L = \frac{54}{7} (2\sqrt{3} - 3) \cdot \frac{V^2}{\pi^2 \cdot \omega \cdot P} \quad \text{Eq. 3-69}$$

Ou então, usando o valor eficaz da “tensão de linha” ( $V_i$ ), o valor da “indutância crítica” pode ser obtido também com a Equação 3-70:

$$L = \frac{36}{7} (2\sqrt{3} - 3) \cdot \frac{(V_i)^2}{\pi^2 \cdot \omega \cdot P} \quad \text{Eq. 3-70}$$

A título de exemplo de aplicação da Equação 3-70, a Figura 3-15 é um gráfico no qual mostra-se o valor da “indutância crítica” em função da potência de saída do conversor, para retificadores ligados a sistemas trifásicos com tensão eficaz de linha (tensão “fase—fase”) de 220 V e 380 V.

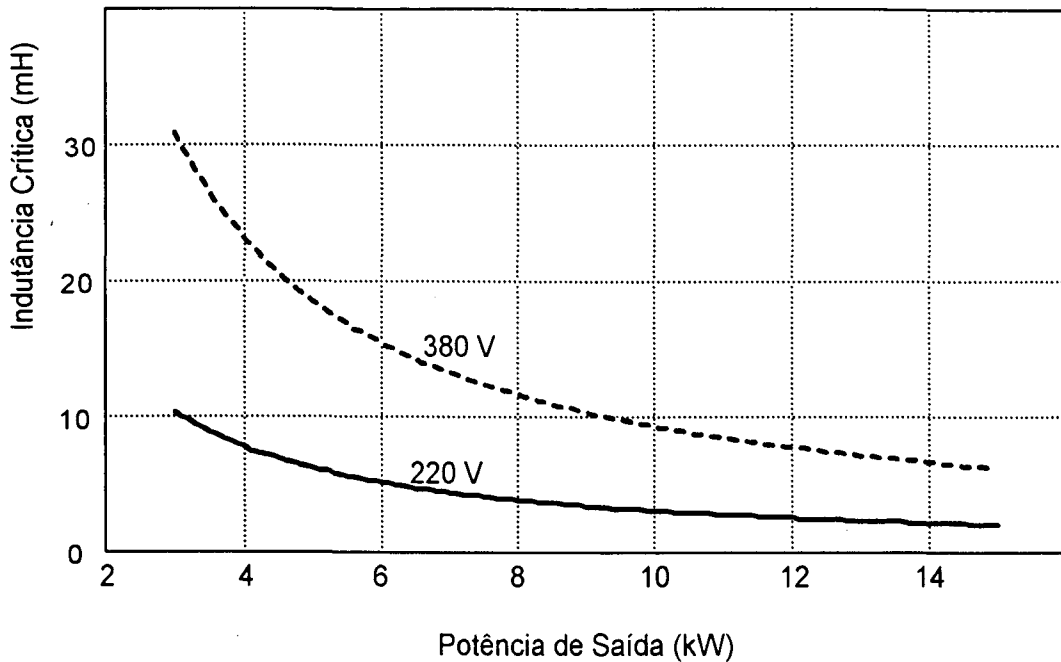


Figura 3-15: Indutância Crítica em função da Potência de Saída do Conversor, alimentado por sistemas trifásicos com tensão “de linha” (tensão fase—fase) de 220 V e 380 V.

### 3.9. Análise Harmônica, Taxa de Distorção Harmônica e Fator de Potência

Conforme já citado, a Tabela 3-3 mostra um conjunto de equações que descrevem a corrente de entrada em uma das fases do conversor para o intervalo de zero a  $180^\circ$ . No semi-ciclo de  $180^\circ$  a  $360^\circ$ , as equações da Tabela 3-3 também podem ser usadas multiplicadas por  $(-1)$ , já que o circuito equivalente é simétrico. A partir dessas equações, foi escrito um programa de computador que gerou uma tabela de pontos para um ciclo completo da corrente de entrada, com o qual foi traçada a Figura 3-14. Tal tabela de pontos pode ser também objeto de análise com a Transformada Rápida de Fourier (*FFT - Fast Fourier Transformation*) também com um programa de computador, obtendo-se como resultado as componentes harmônicas da corrente de entrada. A Tabela 3-4 mostra o resultado dessa análise, com as primeiras vinte componentes harmônicas. O valor normalizado pode ser convertido em ampères diretamente pela multiplicação pelo fator  $\left(\frac{V}{\omega \cdot L}\right)$  do conversor em questão. Os valores percentuais da Tabela 3-4 foram utilizados para traçar o gráfico de barras da Figura 3-16, onde se observa uma clara predominância da 5ª harmônica com 4,12%, seguida pela componente de 11ª ordem com 3,18%.

A Taxa de Distorção Harmônica (*TDH*) da corrente de entrada obtida pelo modelamento matemático pode ser calculada, tendo-se em mãos os valores das componentes harmônicas, através da Equação 3-71:



$$(TDH) = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^n \left\{ \left( \frac{a_i}{\sqrt{2}} \right)^2 \right\}}{\left( \frac{a_1}{\sqrt{2}} \right)^2}}$$

Eq. 3-71

onde:  $a_1$  = amplitude da componente harmônica fundamental;  
 $a_i$  = amplitude da  $i$ —ésima componente harmônica.

Aplicando-se a Equação 3-71 aos valores mostrados na Tabela 3-4, obtém-se:

$(TDH) = 0,060689263 = 6,07 \%$

Harmônica	Valor Normalizado	Valor Percentual (%)	Fase (°)
1	$2.62 \times 10^{-1}$	100.00	-6.06
2	$1.56 \times 10^{-8}$	0.00	161.02
3	$1.35 \times 10^{-7}$	0.00	102.95
4	$5.08 \times 10^{-9}$	0.00	153.13
5	$1.08 \times 10^{-2}$	4.12	15.00
6	$6.78 \times 10^{-9}$	0.00	170.32
7	$5.50 \times 10^{-3}$	2.10	165.00
8	$4.89 \times 10^{-9}$	0.00	154.48
9	$1.05 \times 10^{-7}$	0.00	57.28
10	$5.56 \times 10^{-9}$	0.00	120.83
11	$8.32 \times 10^{-3}$	3.18	105.00
12	$7.98 \times 10^{-10}$	0.00	162.10
13	$5.96 \times 10^{-3}$	2.27	75.00
14	$6.06 \times 10^{-9}$	0.00	235.67
15	$9.47 \times 10^{-8}$	0.00	86.65
16	$3.64 \times 10^{-9}$	0.00	258.10
17	$9.33 \times 10^{-4}$	0.36	15.00
18	$9.69 \times 10^{-10}$	0.00	249.64
19	$7.47 \times 10^{-4}$	0.29	164.99
20	$1.51 \times 10^{-9}$	0.00	-85.42

Tabela 3-4: Resultados da Análise Harmônica por Transformada Rápida de Fourier (FFT) na Corrente de Entrada obtida pelo Modelamento Matemático, mostrada na Figura 3-14.

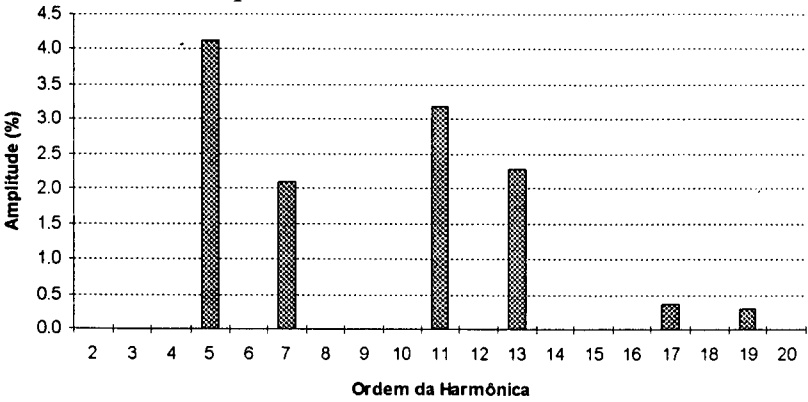


Figura 3-16: Valores percentuais das Componentes Harmônicas da Corrente de Entrada obtida pelo Modelamento Matemático.

Por outro lado, o Fator de Potência (FP) teórico do conversor pode ser calculado por intermédio da Equação 3-72:

$$(FP) = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1 + (TDH)^2}} \quad \text{Eq. 3-72}$$

onde:  $\varphi_1$  = ângulo de defasagem da componente harmônica fundamental.

Mais uma vez com a Tabela 3-71, juntamente com o valor da  $TDH$  calculada anteriormente, obtém-se:

$$(FP) = 0,9926$$

### 3.10. Comparação do Modelo Matemático com Resultados de Simulação

#### 3.10.1. Obtenção de Parâmetros para Simulação de um Caso—Exemplo

Para a validação dos resultados da análise matemática do conversor, será realizada uma comparação com uma simulação numérica de um conversor tomado como exemplo, usando-se o programa PSPICE (Versão de Avaliação 6.1, em ambiente Microsoft Windows'95). Para isso, supõe-se um retificador trifásico com potência de 6 kW, alimentado pela rede trifásica com tensão de linha de 220 V.

O valor máximo da tensão alternada “fase—neutro” é calculada pela Equação 3-73:

$$V = \frac{V_i}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{2} = \frac{220}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{2} = 179,63 \text{ V} \quad \text{Eq. 3-73}$$

Supondo-se uso da “indutância crítica”, a tensão média sobre a carga nominal do conversor é calculada com a Equação 3-74, obtida através da Equação 3-61 anteriormente deduzida:

$$V_o = V_i \cdot \frac{36 \cdot \sqrt{2}}{7 \cdot \pi \cdot \sqrt{3}} = 220 \cdot \frac{36 \cdot \sqrt{2}}{7 \cdot \pi \cdot \sqrt{3}} = 294,06 \text{ V} \quad \text{Eq. 3-74}$$

A resistência de carga, para uma potência de saída de 6 kW, será então fornecida pela Equação 3-75:

$$R = \frac{(V_o)^2}{P} = \frac{(294,06)^2}{6000} = 14,41 \Omega \quad \text{Eq. 3-75}$$

O valor da “indutância crítica”, a ser usada para  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$ , é calculado com a Equação 3-70, já apresentada, substituindo os valores correspondentes:

$$L = \frac{36}{7} (2\sqrt{3} - 3) \cdot \frac{(V_i)^2}{\pi^2 \cdot \omega \cdot P} = \frac{36}{7} (2\sqrt{3} - 3) \cdot \frac{(220)^2}{\pi^2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 60) \cdot 6000} = 5,19 \text{ mH}$$

$$\text{Eq. 3-70}$$

A capacitância de cada um dos capacitores eletrolíticos  $C_a$  e  $C_b$  será adotada como 1000  $\mu$ F. Para acelerar o processo de simulação, supõe-se que cada um desses capacitores está previamente carregado com tensão de 147 V ( $= 294 \text{ V} \div 2$ ). Encontra-se à seguir uma listagem do arquivo utilizado para entrada de dados no programa de simulação PSPICE.

```
Retificador Trifasico com Elevado Fator de Potencia
.PARAM Lx=5.19mH tda=0 tdb=11.11ms tdc=5.56ms Vi=127V alfa=30
Ro=14.41ohms
*Sistema Trifasico:
Via 1 0 Sin(0 {Vi*sqrt(2)}) 60Hz 0 0 0)
Vib 2 0 Sin(0 {Vi*sqrt(2)}) 60Hz 0 0 120)
Vic 3 0 Sin(0 {Vi*sqrt(2)}) 60Hz 0 0 240)
*Indutores de Entrada:
La 1 4 {Lx}
Lb 2 5 {Lx}
Lc 3 6 {Lx}
*Diodos Retificadores:
D1 4 7 DiodoRet
D2 5 7 DiodoRet
D3 6 7 DiodoRet
D4 8 4 DiodoRet
D5 8 5 DiodoRet
D6 8 6 DiodoRet
*Capacitores Eletroliticos:
Co1 7 9 1000uF IC=147V
Co2 9 8 1000uF IC=147V
Rd1 7 9 500kohms
Rd2 9 8 500kohms
*Resistencia de Carga:
Ro 7 8 {Ro}
*Interruptores Bidirecionais:
Sa 4 9 Nca 0 BiSwitch
Rsa Nca 0 100k
Sb 5 9 Ncb 0 BiSwitch
Rsb Ncb 0 100k
Sc 6 9 Ncc 0 BiSwitch
Rsc Ncc 0 100k
*Comando dos Interruptores Bidirecionais:
Vca Nca 0 Pulse(0 15 {tda} 1p 1p {alfa/21.6k} 8.3333ms)
Vcb Ncb 0 Pulse(0 15 {tdb} 1p 1p {alfa/21.6k} 8.3333ms)
Vcc Ncc 0 Pulse(0 15 {tdc} 1p 1p {alfa/21.6k} 8.3333ms)
*****
.MODEL BiSwitch VSwitch (Ron=0.1 Roff=1MEG Von=1V Voff=0)
.MODEL DiodoRet D (Rs=0.1 Vj=0.7V Is=1nA TT=1ps Cjo=1nF)
.TRAN 100us 100ms 50m 100us UIC
.FOUR 60Hz 20 I(La)
.OPTIONS ITL5=0 ITL4=50 ABSTOL=1mA VNTOL=1mV RELTOL=0.05 CHGTOL=100p
.PROBE
.END
```

Handwritten notes on the right side of the code block:

$$180^\circ - 8,33 \text{ ms}$$

$$\alpha - x$$

$$x = \alpha \cdot \frac{1}{180/8,33 \text{ ms}} = \frac{\alpha}{21,6 \text{ K}}$$

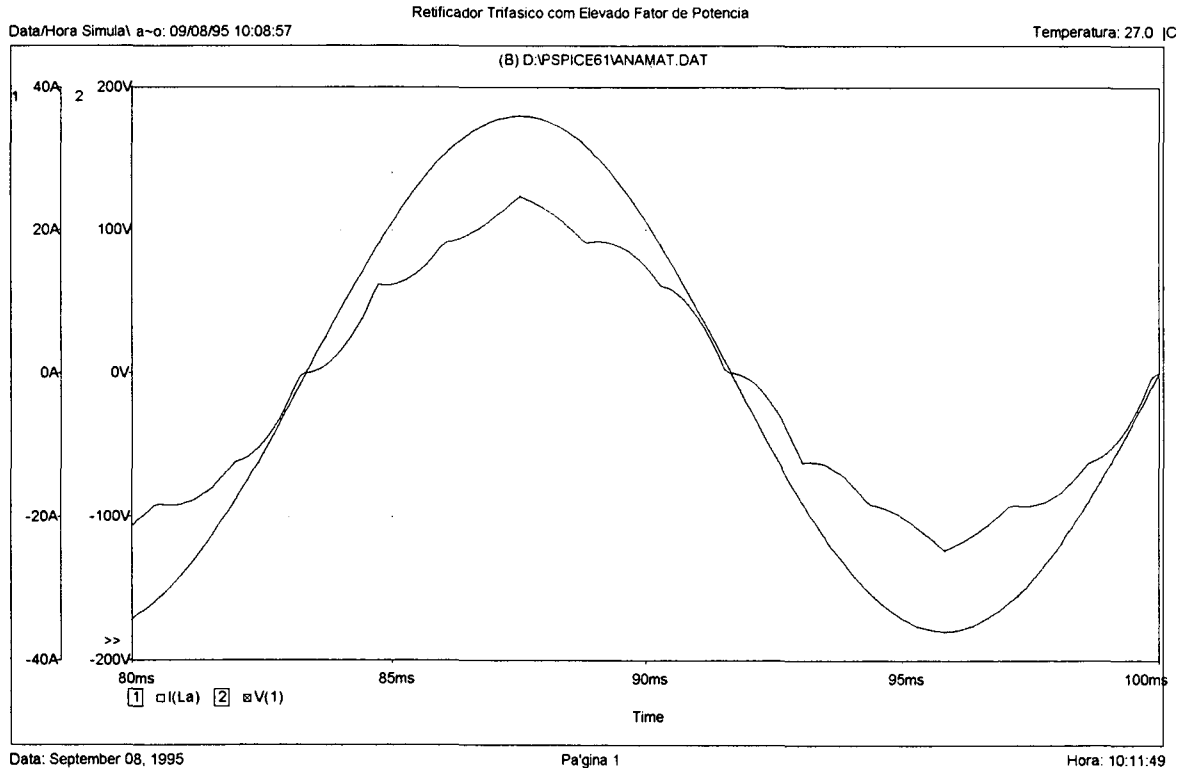
Devido às características do programa, é essencial introduzir-se alguns parâmetros que fazem com que o circuito simulado seja ligeiramente diferente do idealizado. Assim, é necessário ter-se resistores, indicados como **Rd1** e **Rd2** no arquivo de dados, ligados em paralelo

com os capacitores eletrolíticos, de modo que o nó central não fique “flutuando”. Também deve ser especificado um valor não nulo para as resistências de condução dos diodos e para os interruptores; no caso, usou-se  $0,1\ \Omega$ , o que introduz uma pequena dissipação de potência adicional.

### 3.10.2. Principais Resultados da Simulação

A Figura 3-17 mostra a tensão senoidal fase—neutro correspondente à fase “A” e a respectiva corrente nesta mesma fase, obtidas com a simulação do circuito. Observa-se que a corrente anula-se com um pequeno adiantamento em relação à tensão, sendo possível considerar, para efeitos práticos, que foi obtida a situação de condução crítica desejada. É possível verificar também que a forma de onda da corrente de entrada é muito próxima àquela que foi obtida a partir do modelamento teórico, mostrada na Figura 3-14.

A tensão sobre a carga é mostrada na Figura 3-18, obtida com a simulação do circuito. O valor médio dessa tensão é de 292,2 V, valor muito próximo de 294,06 V, previsto pela Equação 3-74. Observe-se que no circuito simulado é levando em conta a dissipação adicional nas resistências dos diodos e dos interruptores bidirecionais.



*Figura 3-17: Resultados de Simulação: Tensão senoidal da fase “A” e corrente de entrada da mesma fase.*

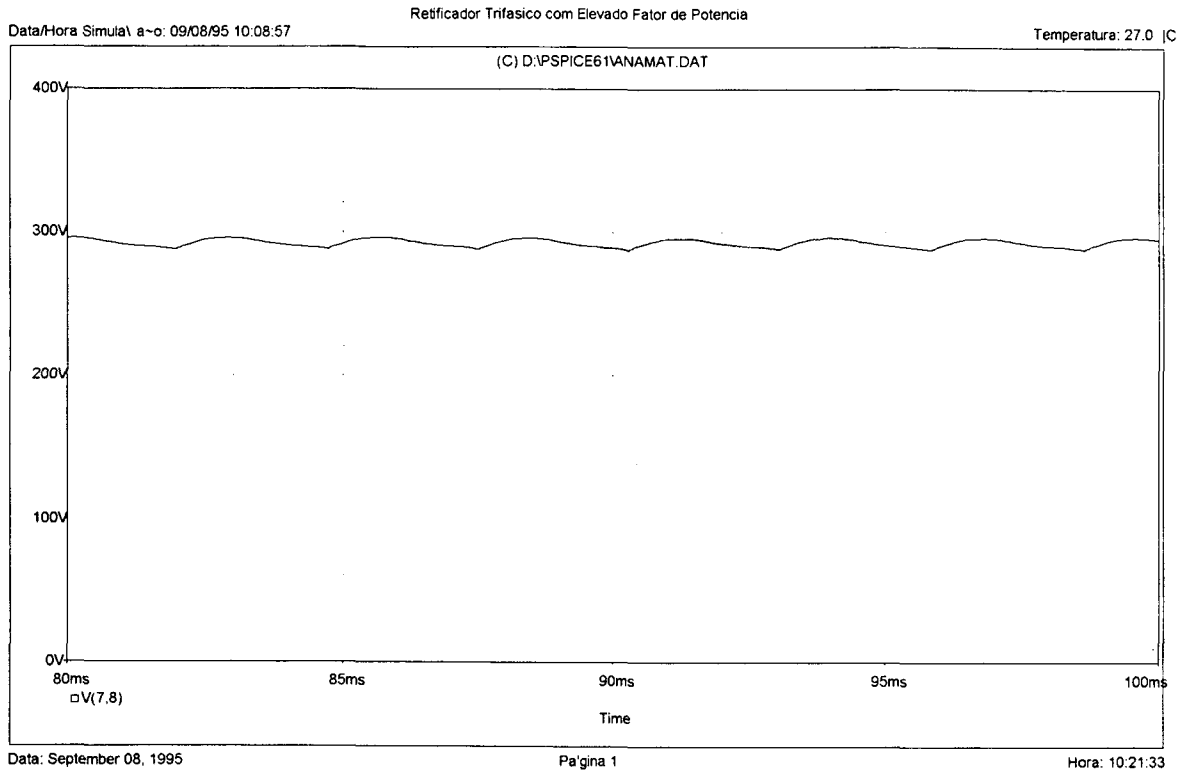


Figura 3-18: Resultados de Simulação: Tensão sobre a carga. Valor médio = 292,2 V.

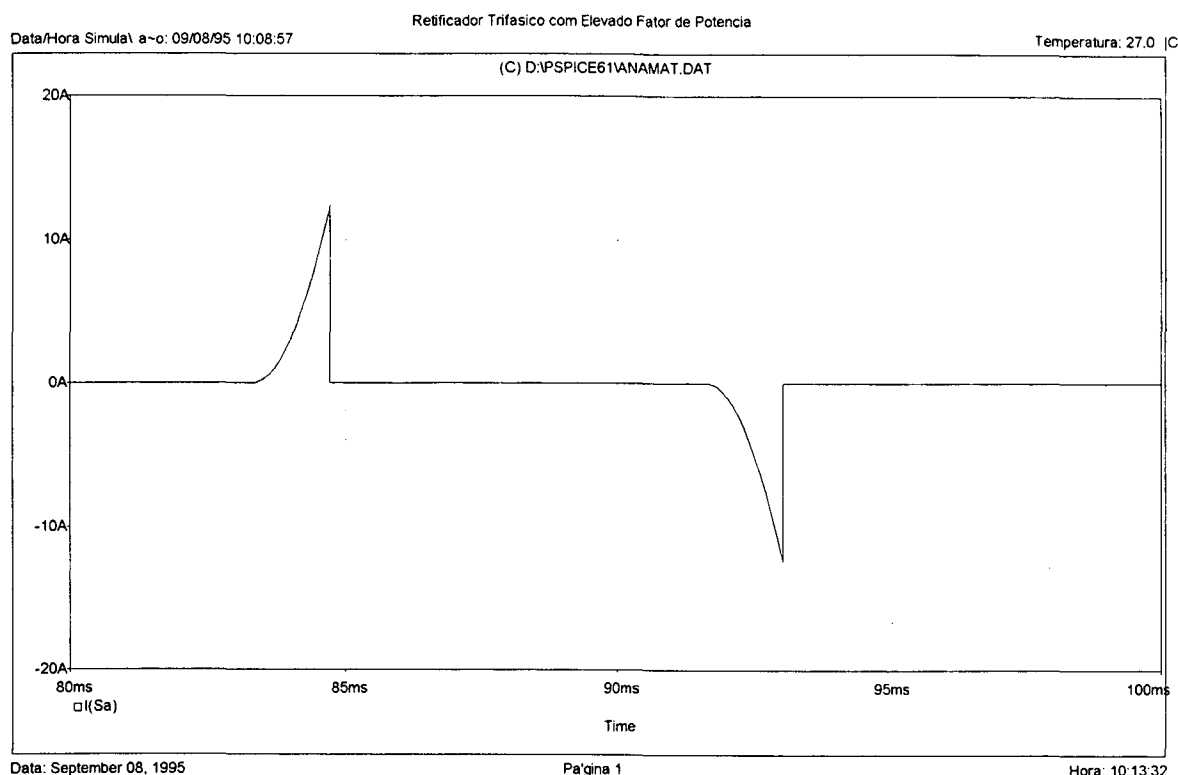
Um dado importante para o projeto prático do conversor é a corrente que circula através dos interruptores bidirecionais. Conforme estabelecido na análise do circuito, a corrente de entrada flui totalmente pelo respectivo interruptor bidirecional nos intervalos de  $0^\circ$  a  $30^\circ$  e de  $180^\circ$  a  $210^\circ$ . Isso posto, a Equação 3-39 fornece o valor máximo da corrente no interruptor, presente nos instantes correspondentes a  $30^\circ$  e  $210^\circ$ :

$$i_x(30^\circ) = \frac{V}{\omega \cdot L} \left( 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad \text{Eq.3-39}$$

Substituindo os valores usados na simulação, tem-se:

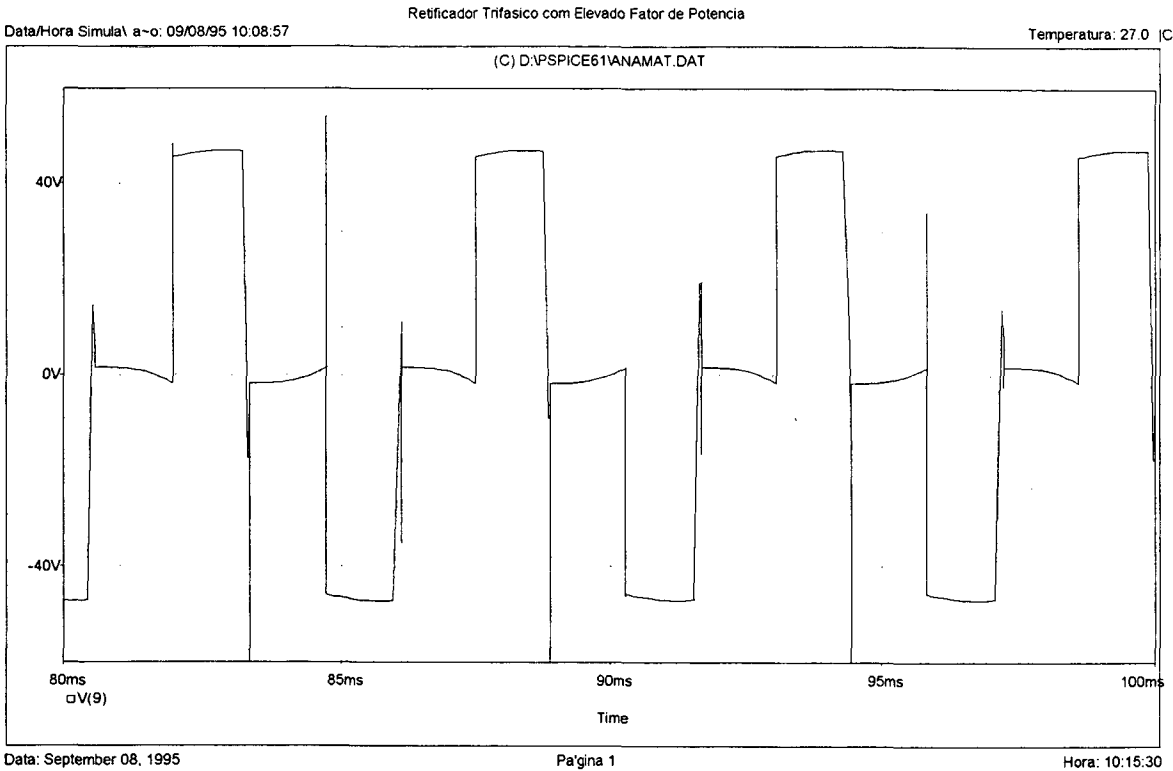
$$I_{\max(S)} = \frac{127\sqrt{2}}{(2 \cdot \pi \cdot 60) \cdot (5,18 \times 10^{-3})} \left( 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) = 12,32 \text{ A}$$

A Figura 3-19 mostra a corrente através do interruptor bidirecional da fase “A”, obtida por simulação. Os pulsos possuem valor máximo de 12,40 A, valor muito próximo daquele obtido com o cálculo teórico.



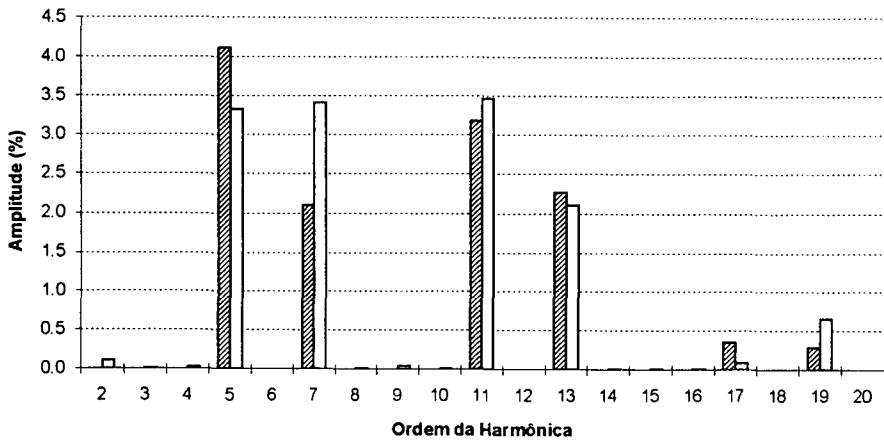
*Figura 3-19: Resultados de Simulação: Corrente através do interruptor bidirecional da fase "A".*

Um ponto decisivo na obtenção do modelo monofásico simplificado, que serviu de base para o modelamento teórico do conversor, foi a introdução da fonte de tensão pulsante representada como  $V_p$  na Figura 3-9, correspondente à tensão entre o nó central entre os dois capacitores eletrolíticos e o terminal neutro do sistema trifásico. A Figura 3-20 mostra o sinal de tensão em questão, obtido na simulação do circuito. Desconsiderando-se os traços espúrios decorrentes de problemas numéricos da simulação, verifica-se que tal tensão se comporta de modo muito parecido com o que se havia previsto, mostrado na Figura 3-10. Observa-se que os pulsos não são perfeitamente retangulares, comportamento que pode ser atribuído aos valores finitos das capacitâncias dos capacitores eletrolíticos; no modelo teórico foi suposto que tais capacitâncias seriam infinitas, de modo a manter as tensões nos terminais dos capacitores rigorosamente constantes.



*Figura 3-20: Resultados de Simulação: Tensão do nó central entre os dois capacitores eletrolíticos, em relação ao neutro do sistema trifásico.*

É interessante verificar também as componentes harmônicas da corrente de entrada. A Tabela 3-5 mostra os valores obtidos com a análise harmônica da corrente de entrada obtida na simulação. Para melhor visualização desses resultados, na Figura 3-21 colocou-se os valores obtidos a partir da análise teórica (barras hachuradas) em um mesmo gráfico com os valores percentuais obtidos à partir da simulação (barras não hachuradas).



*Figura 3-21: Comparação das componentes harmônicas da corrente de entrada obtida através do modelamento teórico (barras hachuradas) com as componentes harmônicas da mesma corrente obtida na simulação (barras não hachuradas).*

Apesar das pequenas diferenças de amplitude nas componentes individuais, a Taxa de

Distorção Harmônica (*TDH*) da corrente de entrada obtida pela simulação foi de 6,30 %, valor pouco superior aos 6,07 % encontrados à partir do modelo teórico.

*Tabela 3-5: Resultados da Análise Harmônica na Corrente de Entrada obtida por simulação.*

Harmônica	Valor Normalizado	Valor Percentual (%)	Fase (°)
1	$2.24 \times 10^1$	100.00	0.00
2	$2.40 \times 10^{-2}$	0.11	-7.56
3	$3.47 \times 10^{-3}$	0.02	-40.38
4	$6.89 \times 10^{-3}$	0.03	-18.96
5	$7.46 \times 10^{-1}$	3.33	15.99
6	$3.09 \times 10^{-4}$	0.00	-143.20
7	$7.65 \times 10^{-1}$	3.42	174.90
8	$1.71 \times 10^{-3}$	0.01	-8.57
9	$8.73 \times 10^{-3}$	0.04	-116.70
10	$1.92 \times 10^{-3}$	0.01	15.20
11	$7.76 \times 10^{-1}$	3.47	121.20
12	$2.58 \times 10^{-4}$	0.00	171.70
13	$4.71 \times 10^{-1}$	2.11	93.86
14	$1.33 \times 10^{-3}$	0.01	19.06
15	$3.17 \times 10^{-3}$	0.01	-55.08
16	$1.48 \times 10^{-3}$	0.01	22.85
17	$2.00 \times 10^{-2}$	0.09	-128.00
18	$2.20 \times 10^{-4}$	0.00	-154.00
19	$1.46 \times 10^{-1}$	0.65	-168.40
20	$6.77 \times 10^{-4}$	0.00	33.41

Com os valores da Tabela 3-5 e a *TDH* citada, calcula-se o Fator de Potência (*FP*) do circuito simulado, com o uso da Equação 3-72 já apresentada anteriormente, obtendo-se o valor:

$$(FP) = 0,9980$$

Apesar da *TDH* ligeiramente maior na simulação, o valor obtido para o Fator de Potência é superior àquele previsto pelo modelamento matemático, já que a Tabela 3-5 mostra que a componente fundamental da corrente de entrada apresenta-se com ângulo de defasamento nulo em relação à tensão.

**3.11. Conclusões**

A análise matemática do circuito retificador apresentado permitiu a obtenção de um conjunto de equações que descrevem o funcionamento do circuito em todas as etapas de seu funcionamento, considerando-se um tempo de condução fixo para cada um dos interruptores bidirecionais, equivalente a 30° a cada semi—ciclo da rede elétrica. Apesar de aparentemente complexa, devido a existência de doze estados topológicos a cada ciclo, a análise foi simplificada



pela constatação de que o circuito apresenta-se, em cada uma dessas etapas, como um circuito linear de características simples. Através da análise de algumas das etapas, foi deduzido um circuito monofásico simplificado, com o qual foi possível se obter as equações em todas as demais etapas e modelar a corrente de entrada por um conjunto de equações. A partir dessas equações, pode-se traçar um gráfico normalizado da corrente de entrada, válido para as demais fases por simples deslocamento angular e com o qual é possível fazer a análise harmônica da corrente de entrada, resultando no valor teórico do Fator de Potência do circuito.

Através de proposição de um caso—exemplo, foram comparados alguns resultados obtidos com o modelo teórico com resultados de simulações. Estas comparações possibilitaram concluir pela validade da análise matemática realizada.

## Capítulo 4: Equações e Considerações Adicionais para Projeto

*“Bem feito é melhor que bem dito.”*

Benjamin Franklin (1706-1790)

### 4.1. Apresentação

A partir da análise matemática do circuito retificador apresentado no Capítulo 3, é necessário confirmar a possibilidade de aplicação prática de tal proposta. Para isso deve-se ter em mãos expressões matemáticas que permitam verificar os níveis de corrente e de tensão existentes em alguns ramos do circuito, possibilitando o dimensionamento e escolha de componentes comerciais para o posterior emprego dos mesmos em projetos práticos. Assim, no presente capítulo são apresentadas algumas equações adicionais, fundamentadas na análise matemática realizada no capítulo anterior, com o enfoque de dar subsídios ao projeto de um retificador baseado na topologia proposta.

### 4.2. Implementação dos Interruptores Bidirecionais

Na Figura 4-1 é mostrado novamente o circuito básico de potência do retificador em pauta. De acordo com o que foi preestabelecido, os interruptores representados por  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$  devem ter características bidirecionais, ou seja, devem ser aptos a controlar a corrente elétrica com fluxo em ambas as direções.

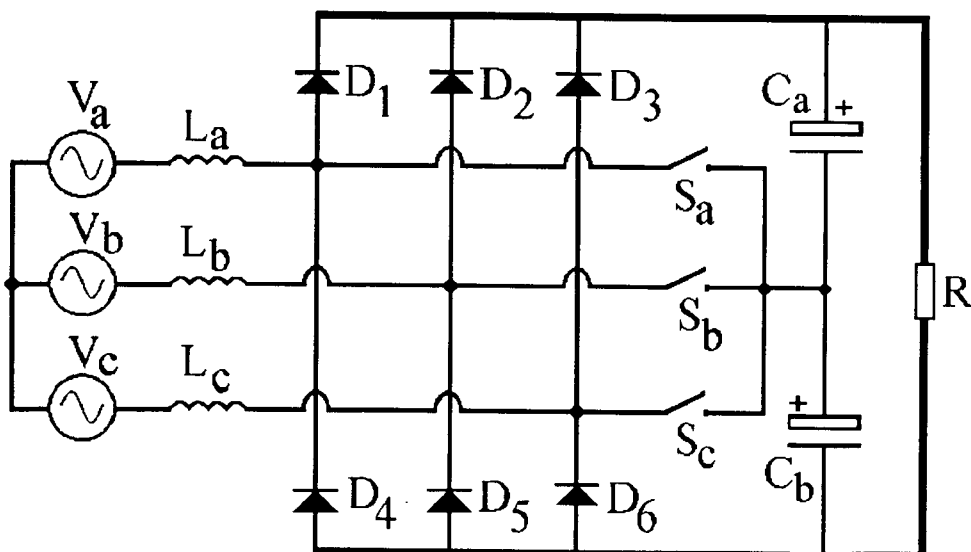
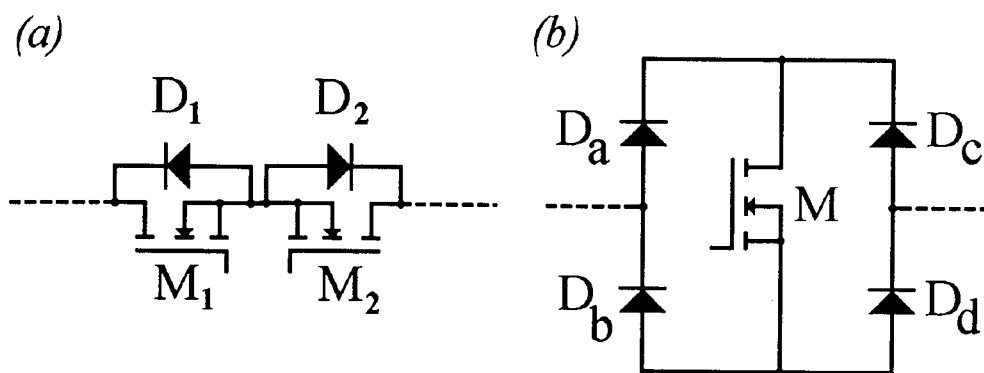


Figura 4-1: Circuito de potência do retificador em estudo.

Os dispositivos semicondutores mais comuns para uso em Eletrônica de Potência, como os transistores bipolares, MOSFETs e IGBTs, tem características de controle do fluxo de corrente em modo unidirecional, não podendo portanto serem aplicados diretamente como interruptores bidirecionais. É possível, porém, empregar associações de tais elementos na implementação de células de comutação bidirecionais. A Figura 4-2 mostra duas alternativas para a construção de interruptores bidirecionais com o uso de diodos e dispositivos comandados com característica de corrente unidirecional. Nessa figura, os dispositivos comandados foram representados por MOSFETs, pois tais componentes foram escolhidos para a construção dos protótipos, devido principalmente à facilidade da implementação dos circuitos de comando. Pode-se, no entanto, estender o princípio de funcionamento dessas células de comutação a outros dispositivos comandados unidirecionais, como transistores bipolares ou IGBTs. Na alternativa mostrada na Figura 4-2 (a), são usados dois MOSFETs, representados por  $M_1$  e  $M_2$ , com os terminais correspondentes aos “drenos” e aos “gates” interligados. Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  podem ser os elementos intrínsecos à estrutura de cada MOSFET ou, caso as características do chaveamento assim o exijam, são usados diodos externos adicionais. Também no caso do uso de transistores bipolares ou IGBTs, ter-se-iam obrigatoriamente  $D_1$  e  $D_2$  como diodos externos. Os dois MOSFETs são comandados pelo mesmo sinal e, dependendo da polaridade da tensão externa existente, a corrente elétrica fluirá por um deles e pelo diodo ligado em paralelo com o outro MOSFET. Por outro lado, na alternativa mostrada na Figura 4-2 (b), é usado um único MOSFET  $M$ , com quatro diodos adicionais  $D_a$ ,  $D_b$ ,  $D_c$  e  $D_d$  conectados como um retificador “em ponte”. Assim, a corrente externamente à célula de comutação pode ter fluxo bidirecional mas, internamente à “ponte”, flui de modo unidirecional através do MOSFET.



*Figura 4-2: Duas células de comutação com característica bidirecional de corrente, baseadas em MOSFETs.*

Por utilizar apenas um MOSFET em cada célula, a alternativa da Figura 4-2 (b) apresenta vantagens em relação à da Figura 4-2 (a), para uso no circuito retificador em estudo.

Uma vez que o chaveamento dos interruptores  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$  é feito em baixa frequência, pode-se utilizar para os diodos referenciados como  $D_a$ ,  $D_b$ ,  $D_c$  e  $D_d$  na Figura 4-2 (b) tipos comerciais com características de comutação lenta, os quais tem custo muito menor que os diodos ditos “rápidos”. Deste modo, cada uma das células de comutação implementada com a alternativa (b) tem custo total inferior ao que se obteria no circuito da Figura 4-2 (a), com dois MOSFETs. Isto posto, nos protótipos implementados os interruptores bidirecionais foram construídos conforme a Figura 4-2 (b), razão pela qual as equações a seguir apresentadas são baseadas neste tipo de célula de comutação.

### 4.3. Dados para Projeto

As especificações básicas para um retificador utilizando o circuito proposto incluem somente as características da tensão de alimentação em corrente alternada e a potência de saída do retificador. Assim, é necessário ao projetista especificar:

- O valor eficaz da tensão de linha (tensão “fase—fase”) de alimentação trifásica ( $V_i$ ).
- A frequência da rede de corrente alternada ( $f$ ).
- A potência média de saída em corrente contínua ( $P$ ).

Por este motivo, nas equações de projeto apresentadas à seguir, os resultados serão sempre dados em função desses parâmetros básicos.

### 4.4. Tensão Média de Saída e Corrente Média na Carga

Conforme já foi demonstrado no Capítulo 3, admitindo-se o uso de indutores de entrada com a “indutância crítica” do conversor, há uma relação direta entre o valor eficaz da tensão de alimentação do circuito e a tensão em corrente contínua resultante na saída do mesmo. Assim, o valor médio da tensão contínua de saída do retificador, com carga nominal, é calculado pela Equação 4-1:

$$V_o = V_i \cdot \frac{36 \cdot \sqrt{2}}{7 \cdot \pi \cdot \sqrt{3}} \quad \text{Eq. 4-1}$$

Ou então, operando-se os termos numéricos:

$$V_o = 1,3366 V_i \quad \text{Eq. 4-2}$$

A corrente média na carga será portanto, na condição nominal do retificador, dada pela Equação 4-3:

$$I_o = \frac{P}{V_o} = 0,7482 \cdot \frac{P}{V_i} \quad \text{Eq. 4-3}$$

#### 4.5. Dimensionamento dos Indutores de Entrada

Supondo que se deseja obter a mínima Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada quando o circuito estiver processando a sua potência nominal, os indutores de entrada  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  devem ter sua indutância semelhante à “indutância crítica” para tal potência. A “indutância crítica” do circuito é obtida com a Equação 3-70, apresentada no capítulo anterior:

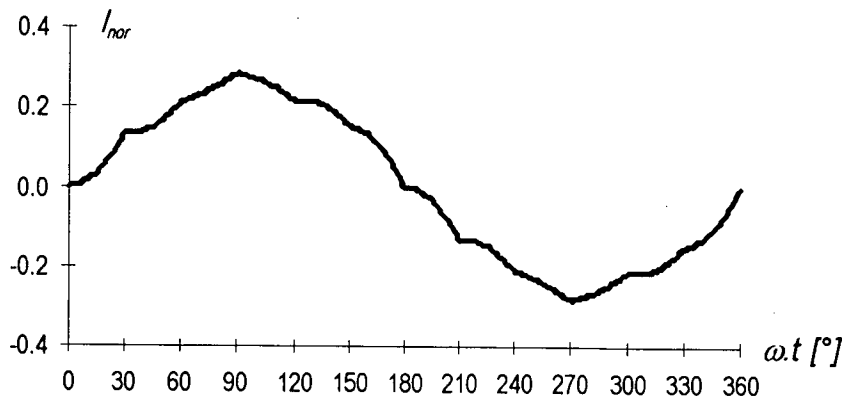
$$L = \frac{36}{7} (2\sqrt{3} - 3) \cdot \frac{(V_i)^2}{\pi^2 \cdot \omega \cdot P} \quad \text{Eq. 3-70}$$

Operando-se os termos numéricos, tem-se a Equação 4-4:

$$L = 3,8489 \times 10^{-2} \cdot \frac{(V_i)^2}{f \cdot P} \quad \text{Eq. 4-4}$$

A corrente em cada um desses indutores terá o aspecto mostrado na Figura 4-3, onde a amplitude máxima ocorre no instante correspondente a  $90^\circ$  e descrita anteriormente no Capítulo 3 pela Tabela 3-3:

$$i(90^\circ) = \frac{2}{7} \left( \frac{V}{\omega \cdot L} \right)$$



*Figura 4-3: Corrente “normalizada” que flui através de cada um dos indutores de entrada.*

*Os valores do eixo vertical devem ser multiplicados por  $\left( \frac{V}{\omega \cdot L} \right)$ .*

Assim, usando-se a tensão de linha da alimentação trifásica, obtém-se a Equação 4-5 para a amplitude máxima da corrente que flui através de cada indutor de entrada do retificador:

$$I_{\max(L)} = \frac{2\sqrt{2}}{7\sqrt{3}} \left( \frac{V_i}{\omega \cdot L} \right) \quad \text{Eq. 4-5}$$

Novamente, operando os termos numéricos:

$$I_{\max(L)} = 3,7128 \times 10^{-2} \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) \quad \text{Eq. 4-6}$$

No entanto, para a escolha da bitola dos fios dos enrolamentos dos indutores, é necessário ter-se o valor eficaz da corrente que por eles flui. Tal valor eficaz pode ser calculado, pois obteve-se no capítulo anterior o conjunto de equações que descreve a corrente de entrada, em intervalos de 30°. Ou seja, a Equação 4-7 calcula o valor eficaz da corrente de entrada por meio de uma soma de integrais definidas em intervalos de 30° cada um:

$$I_{\text{rms}(L)} = \frac{1}{\pi} \left\{ \begin{aligned} & \int_0^{30^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \sqrt{3}} (1 - \cos \alpha) \right]^2 d\alpha + \\ & + \int_{30^\circ}^{60^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \sqrt{3}} \left( \frac{9}{7} - \cos \alpha - \frac{12 \cdot \alpha}{7 \cdot \pi} \right) \right]^2 d\alpha + \\ & + \int_{60^\circ}^{90^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \sqrt{3}} \left( \frac{11}{7} - \cos \alpha - \frac{18 \cdot \alpha}{7 \cdot \pi} \right) \right]^2 d\alpha + \\ & + \int_{90^\circ}^{120^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \sqrt{3}} \left( 2 - \cos \alpha - \frac{24 \cdot \alpha}{7 \cdot \pi} \right) \right]^2 d\alpha + \\ & + \int_{120^\circ}^{150^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \sqrt{3}} \left( \frac{10}{7} - \cos \alpha - \frac{18 \cdot \alpha}{7 \cdot \pi} \right) \right]^2 d\alpha + \\ & + \int_{150^\circ}^{180^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \sqrt{3}} \left( \frac{5}{7} - \cos \alpha - \frac{12 \cdot \alpha}{7 \cdot \pi} \right) \right]^2 d\alpha \end{aligned} \right\} \quad \text{Eq. 4-7}$$

Resolvendo-se as integrais tem-se simplesmente:

$$I_{\text{rms}(L)} = 0,1516 \left( \frac{V_i}{\omega \cdot L} \right) \quad \text{Eq. 4-8}$$

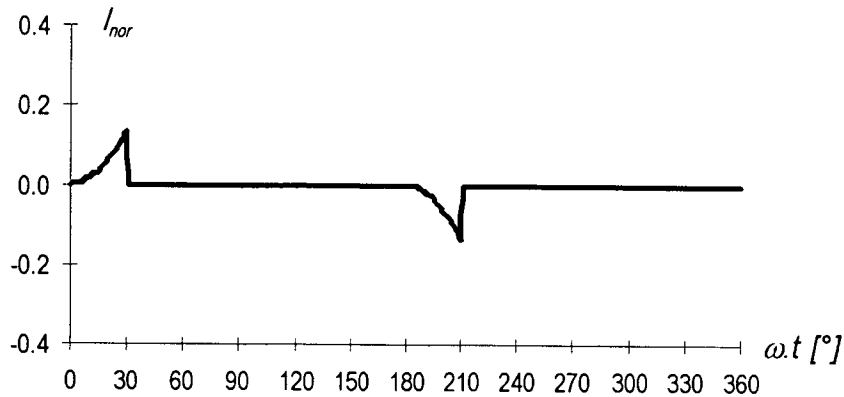
Ou então, usando a frequência da rede:

$$I_{\text{rms}(L)} = 2,4121 \times 10^{-2} \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) \quad \text{Eq. 4-9}$$

#### 4.6. Dimensionamento dos Componentes dos Interruptores Bidirecionais

Em cada um dos interruptores bidirecionais só há corrente fluindo nos intervalos entre 0° e 30° e entre 180° e 210°, conforme ilustrado pela Figura 4-4. Nestes intervalos, a corrente cresce a partir de zero segundo a Equação 3-11, apresentada no capítulo anterior.

$$i_s(t) = \frac{V}{\omega \cdot L} [1 - \cos(\omega \cdot t)] \quad \text{Eq. 3-11}$$



*Figura 4-4: Corrente “normalizada” que flui através de cada um dos interruptores bidirecionais. Os valores do eixo vertical devem ser multiplicados por  $\left(\frac{V}{\omega \cdot L}\right)$ .*

Também conforme já citado, esta corrente não depende da carga conectada ao retificador. Fazendo-se  $\omega t = 30^\circ$  na Equação 3-11, tem-se o valor máximo que a corrente atinge, mostrado na Equação 4-10. Este valor é, ao mesmo tempo, a corrente máxima que flui em cada um dos diodos da célula de comutação bidirecional e também a corrente máxima que flui através do MOSFET.

$$I_{\max(S)} = \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \sqrt{3}} \left( 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad \text{Eq. 4-10}$$

Ou, escrevendo de outro modo:

$$I_{\max(S)} = I_{\max(Ds)} = I_{\max(M)} = 1,7410 \times 10^{-2} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) \quad \text{Eq. 4-11}$$

Já no tocante aos valores eficaz e médio, há uma diferença de comportamento entre os diodos e o MOSFET. Na Figura 4-5 mostra-se a corrente que flui pelo MOSFET, que é a própria corrente mostrada na Figura 4-4 devidamente “retificada”; na Figura 4-6, a corrente em um dos diodos da célula de comutação apresenta-se na forma de um “pulso” único a cada período.

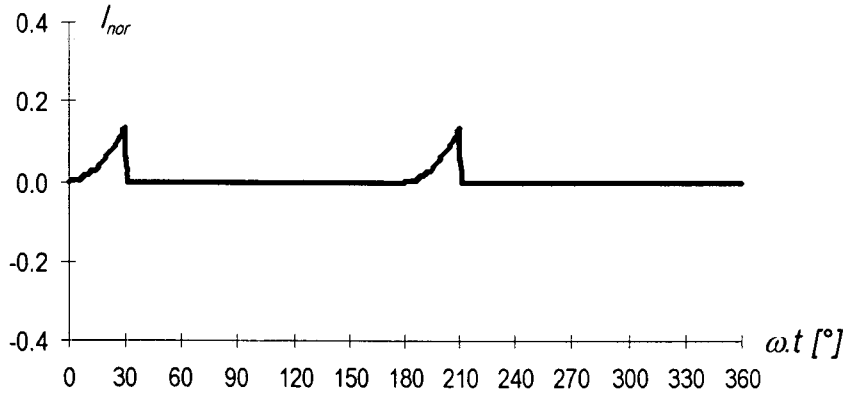


Figura 4-5: Corrente “normalizada” que flui através do MOSFET de cada um dos interruptores bidirecionais. Os valores do eixo vertical devem ser multiplicados por  $\left(\frac{V}{\omega \cdot L}\right)$ .

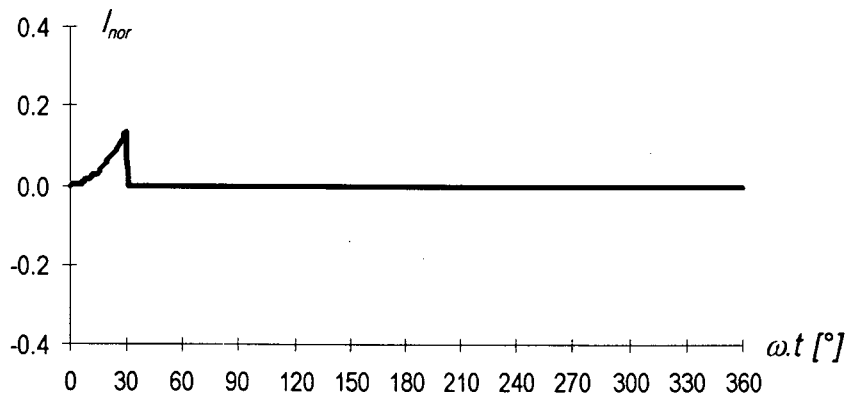


Figura 4-6: Corrente “normalizada” que flui através de um dos diodos existente nos interruptores bidirecionais. Os valores do eixo vertical devem ser multiplicados por  $\left(\frac{V}{\omega \cdot L}\right)$ .

Portanto o valor eficaz da corrente através do MOSFET é calculado pela Equação 4-12:

$$I_{rms(M)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{30^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \cdot \sqrt{3}} (1 - \cos \alpha) \right]^2 d\alpha} \quad \text{Eq. 4-12}$$

Enquanto que o valor eficaz da corrente através de cada diodo é calculado com a Equação 4-13:

$$I_{rms(M)} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{30^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \cdot \sqrt{3}} (1 - \cos \alpha) \right]^2 d\alpha} \quad \text{Eq. 4-13}$$

O que fornece:

$$I_{rms(M)} = 3,1996 \times 10^{-3} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) \quad \text{Eq. 4-14}$$

e também:



$$I_{rms(Ds)} = 2,2624 \times 10^{-3} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) \quad \text{Eq. 4-15}$$

O mesmo tipo de raciocínio deve ser usado para o cálculo dos valores médios das correntes. Para o MOSFET, o valor médio da corrente que por ele flui é obtido com a Equação 4-16:

$$I_{med(M)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{30^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \cdot \sqrt{3}} (1 - \cos \alpha) \right] d\alpha} \quad \text{Eq. 4-16}$$

E, para os diodos, o valor médio da corrente vem da Equação 4-17:

$$I_{med(Ds)} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{30^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \cdot \sqrt{3}} (1 - \cos \alpha) \right] d\alpha} \quad \text{Eq. 4-17}$$

A partir das Equações 4-16 e 4-17 obtém-se:

$$I_{med(M)} = 9,7614 \times 10^{-4} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) \quad \text{Eq. 4-18}$$

$$I_{med(Ds)} = 4,8807 \times 10^{-4} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) \quad \text{Eq. 4-19}$$

Além dos valores de corrente, é importante para a escolha dos componentes da célula de comutação bidirecional saber o valor máximo da tensão a que fica submetido o elemento de controle da corrente nos intervalos onde o mesmo acha-se bloqueado. A análise dos estados topológicos mostra que, se um determinado interruptor encontra-se bloqueado, então necessariamente há um dos diodos retificadores daquela fase em estado de condução. Em outras palavras, se num determinado instante o interruptor  $S_a$  está bloqueado, então pode-se afirmar com certeza que  $D_1$  ou  $D_4$  estará em condução. Ou seja, quando um interruptor está bloqueado, existirá nos seus terminais uma tensão igual à tensão de um dos capacitores, que por simetria é a metade do nível de tensão na carga. Supondo os capacitores com capacitância elevada, pode-se concluir que o MOSFET existente na célula de comutação bidirecional estará submetido, nos intervalos de bloqueio, a uma tensão praticamente constante dada pela Equação 4-20:

$$V_{(M)} = \frac{V_o}{2} = 0,6683 \cdot V_i \quad \text{Eq. 4-20}$$

#### 4.7. Dimensionamento dos Diodos Retificadores

A Figura 4-7 mostra a corrente em um dos diodos da “ponte de Graetz” retificadora trifásica. Esta corrente é basicamente um semi—período da corrente de entrada do circuito, sendo

nula no intervalo entre  $0^\circ$  e  $30^\circ$ , já que neste intervalo a condução é feita pelo respectivo interruptor bidirecional.

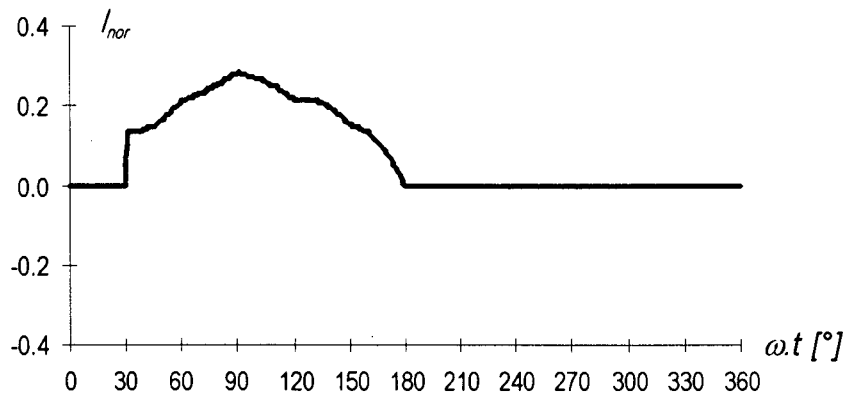


Figura 4-7: Corrente “normalizada” que flui através de um dos diodos retificadores da “ponte de Graetz”. Os valores do eixo vertical devem ser multiplicados por  $\left(\frac{V}{\omega \cdot L}\right)$ .

Portanto a Equação 4-7 pode ser adaptada para o cálculo do valor eficaz da corrente em cada um dos diodos retificadores, retirando-se o termo correspondente ao intervalo de  $0^\circ$  a  $30^\circ$  e usando  $(2 \cdot \pi)$  como o período, obtendo-se a Equação 4-21:

$$I_{rms(D)} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \left\{ \begin{aligned} &\int_{30^\circ}^{60^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \sqrt{3}} \left( \frac{9}{7} - \cos \alpha - \frac{12 \cdot \alpha}{7 \cdot \pi} \right) \right]^2 d\alpha + \\ &+ \int_{60^\circ}^{90^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \sqrt{3}} \left( \frac{11}{7} - \cos \alpha - \frac{18 \cdot \alpha}{7 \cdot \pi} \right) \right]^2 d\alpha + \\ &+ \int_{90^\circ}^{120^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \sqrt{3}} \left( 2 - \cos \alpha - \frac{24 \cdot \alpha}{7 \cdot \pi} \right) \right]^2 d\alpha + \\ &+ \int_{120^\circ}^{150^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \sqrt{3}} \left( \frac{10}{7} - \cos \alpha - \frac{18 \cdot \alpha}{7 \cdot \pi} \right) \right]^2 d\alpha + \\ &+ \int_{150^\circ}^{180^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \sqrt{3}} \left( \frac{5}{7} - \cos \alpha - \frac{12 \cdot \alpha}{7 \cdot \pi} \right) \right]^2 d\alpha + \end{aligned} \right\}$$

Eq. 4-21

De onde se tem:

$$I_{rms(D)} = 1,6905 \times 10^{-2} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) \quad \text{Eq. 4-22}$$

Idêntico raciocínio pode ser seguido para o valor médio da corrente em um dos diodos retificadores. Tem-se a Equação 4-23:

$$I_{med(D)} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \left\{ \int_{30^\circ}^{60^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \sqrt{3}} \left( \frac{9}{7} - \cos \alpha - \frac{12 \cdot \alpha}{7 \cdot \pi} \right) \right] d\alpha + \int_{60^\circ}^{90^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \sqrt{3}} \left( \frac{11}{7} - \cos \alpha - \frac{18 \cdot \alpha}{7 \cdot \pi} \right) \right] d\alpha + \int_{90^\circ}^{120^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \sqrt{3}} \left( 2 - \cos \alpha - \frac{24 \cdot \alpha}{7 \cdot \pi} \right) \right] d\alpha + \int_{120^\circ}^{150^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \sqrt{3}} \left( \frac{10}{7} - \cos \alpha - \frac{18 \cdot \alpha}{7 \cdot \pi} \right) \right] d\alpha + \int_{150^\circ}^{180^\circ} \left[ \frac{V_i \sqrt{2}}{\omega \cdot L \sqrt{3}} \left( \frac{5}{7} - \cos \alpha - \frac{12 \cdot \alpha}{7 \cdot \pi} \right) \right] d\alpha + \right\}$$

Eq. 4.23

De onde se obtém:

$$I_{med(D)} = 1,0341 \times 10^{-2} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right)$$

Eq. 4-24

Finalmente, a tensão máxima presente nos terminais de cada diodo nos intervalos de bloqueio é, como no caso de uma “ponte de Graetz” convencional, considerada igual a tensão média de saída do conversor. Portanto:

$$V_{max(D)} = V_o = 1,3366 V_i$$

Eq. 4-25

#### 4.8. Considerações quanto aos Capacitores de Saída

À primeira vista, para o dimensionamento dos capacitores  $C_a$  e  $C_b$ , teria que ser levado em conta o aspecto da ondulação máxima da tensão de saída do retificador. Isto porque na análise matemática presumiu-se que tais capacitores teriam capacitâncias que seriam suficientemente elevadas de modo a se ter tensão de saída constante durante todas as etapas de funcionamento do circuito.

Uma análise mais cuidadosa, no entanto, mostra que é mais importante ao projetista verificar as características desses capacitores frente à corrente elétrica. Devido à simetria do circuito, pode-se considerar que, quando um dos interruptores bidirecionais encontra-se acionado, a corrente que flui por tal interruptor divide-se em duas componentes iguais, que percorrem então cada um dos capacitores  $C_a$  a  $C_b$ . Assim, cada um dos capacitores estará submetido a uma corrente com valor eficaz igual à metade daquela calculada para os MOSFETs com a Equação 4-14, ou seja:

$$I_{rms(C)} = 1,5998 \times 10^{-3} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right)$$

Eq. 4-26

Em se tratando de capacitores eletrolíticos, o projetista verificará que, de modo geral, tais componentes suportam níveis muito baixos de corrente elétrica, já que tal situação conduz ao

aquecimento do eletrólito existente no interior dos mesmos e pode, se não respeitados seus limites, levar à explosão do capacitor. Como consequência, na prática se verificará a necessidade de serem usados capacitores eletrolíticos de características especiais, indicados para uso em fontes de alimentação chaveadas, que suportem os níveis de corrente calculados e apresentem baixos valores de resistência série—equivalente. Como existe uma relação direta entre o nível de corrente suportado por um capacitor eletrolítico e sua capacitância, o projetista confirmará que, ao escolher um componente comercial levando em conta somente suas características de corrente suportável, estará naturalmente optando por capacitores de capacitância elevada, que garantirão níveis muito baixos de ondulação da tensão de saída do retificador.

Poderia se pensar, frente ao que foi exposto, que a existência de um nível de corrente relativamente alto fluindo através dos capacitores eletrolíticos de saída se constituiria em uma desvantagem do retificador em estudo, em comparação com uma topologia convencional onde tal fato não se verificaria. No entanto, há de se ter em mente que o retificador proposto se destina, à princípio, a servir de estágio de conexão à rede elétrica em fontes de alimentação de alta potência. Neste caso, a carga do circuito retificador será constituída por um ou mais conversores chaveados, os quais tem como característica a presença de correntes de entrada pulsantes. Assim, para alimentar tais conversores chaveados, será necessário que qualquer retificador tenha em sua saída um conjunto de capacitores eletrolíticos com características de alto desempenho e elevada capacitância. Em conclusão, pode-se afirmar que a escolha dos capacitores (ou, provavelmente, do banco de capacitores) para  $C_a$  a  $C_b$  deverá ser muito mais uma preocupação quando do projeto do estágio seguinte da fonte de alimentação completa, do que na etapa de dimensionamento do retificador de entrada, seja com a topologia proposta ou com qualquer outra a ser escolhida.

#### 4.9. Conclusões

Conforme proposto, foram apresentadas equações que permitem o cálculo de valores limites de corrente e de tensão dos principais componentes do retificador em estudo, bem como a obtenção do valor da indutância dos indutores de entrada.

De posse desses resultados, pode-se partir para a implementação prática de circuitos, com a escolha de componentes comerciais que atendam a tais especificações.

## Capítulo 5: Trabalhos Experimentais

*“Sou um discípulo da experiência. É com a experiência que se conhece se o ouro é puro.”*

Leonardo da Vinci (1452-1519)

### 5.1. Apresentação

De posse das equações obtidas no Capítulo 4, torna-se agora possível propor protótipos de laboratório nos quais seja utilizado o retificador em estudo, mostrando a aplicação de tais equações de projeto no dimensionamento dos elementos desses protótipos. Portanto, neste capítulo, são abordados os seguintes tópicos:

a) Descrição da construção de dois protótipos, com a apresentação de aspectos práticos referentes ao dimensionamento dos componentes, levando em conta aspectos tecnológicos e de caráter experimental, contribuindo para a implementação de futuras aplicações industriais.

b) Demonstração dos resultados obtidos com uma série de ensaios realizados nos protótipos em laboratório, comparando alguns dos valores obtidos com aqueles previstos através da análise matemática.

Por outro lado, durante o levantamento da característica de saída dos protótipos, foi verificado que o ângulo de condução  $\alpha$  dos interruptores bidirecionais poderia ser empregado como variável de controle da tensão de saída do retificador. Deste modo, tal particularidade mereceu um estudo mais detalhado sob o ponto de vista experimental, verificando a possibilidade de se ter a tensão de saída constante para uma faixa de variação de potência fornecida pelo retificador.

O trabalho experimental foi conduzido levando em conta aspectos gerais da prática de montagem de circuitos eletrônicos, com as naturais limitações de equipamentos e componentes existentes em um laboratório de pesquisas universitário.

### 5.2. Projeto do Primeiro Protótipo

O primeiro protótipo foi construído com o objetivo fundamental de corroborar a validade da proposta de um novo retificador. Ou seja, o pensamento dominante foi verificar se um

circuito prático, baseado na proposta apresentada, se comportaria da maneira prevista pela análise teórica. Desta maneira este protótipo foi implementado da maneira mais simples possível e aproveitando-se, sempre que possível, elementos já existentes no laboratório.

Conforme já visto no Capítulo 4, as especificações básicas de um retificador baseado no circuito proposto devem incluir as características da tensão de alimentação em corrente alternada e a potência de saída do retificador. Assim, foi especificado para o primeiro protótipo:

- Tensão de linha (tensão “fase—fase”) da alimentação trifásica:  $V_i = 220\text{V}$
- Frequência da rede de corrente alternada:  $f = 60\text{ Hz}$
- Potência de saída em corrente contínua:  $P = 7,4\text{ kW}$

De posse desses dados, tratou-se em seguida do cálculo dos principais parâmetros do circuito.

### 5.2.1. Tensão de Saída e Corrente Média para Potência Nominal

O valor da tensão contínua de saída do retificador, quando está fornecendo a potência nominal à carga, é calculado com o uso da Equação 4-2, obtendo-se:

$$V_o = 1,3366 V_i = 294,05\text{ V} \quad \text{Cf. Eq. 4-2}$$

A corrente média na carga, também para a potência de saída de 7,4 kW, é obtida com a Equação 4-3:

$$I_o = \frac{P}{V_o} = 0,7482 \cdot \frac{P}{V_i} = 25,17\text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-3}$$

### 5.2.2. Indutores de Entrada

A partir da Equação 4-4, calcula-se a indutância crítica do circuito:

$$L = 3,8489 \times 10^{-2} \cdot \frac{(V_i)^2}{f \cdot P} = 4,19\text{ mH} \quad \text{Cf. Eq. 4-4}$$

Para efeitos práticos, será adotado 4 mH para o valor da indutância dos indutores de entrada  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$ . Os valores máximo e eficaz da corrente que flui em cada um desses indutores são calculados, respectivamente, com as Equações 4-6 e 4-9, já empregando-se o valor  $L = 4\text{ mH}$ :

$$I_{\max(L)} = 3,7128 \times 10^{-2} \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 34,03\text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-6}$$

$$I_{\text{rms}(L)} = 2,4121 \times 10^{-2} \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 22,11\text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-9}$$

De posse do valor da indutância desejada (4 mH) e da corrente eficaz nos

enrolamentos (22,11 A), a construção dos indutores foi conduzida de modo usual. Uma vez que o circuito funciona em baixa frequência, utilizou-se para os núcleos de tais indutores chapas de aço—silício comuns, do mesmo tipo que as usadas em transformadores de fontes de alimentação convencionais. Os indutores construídos dispunham de entreferros (*gaps*) nos núcleos, feitos com chapas de papel prensado, destinados a melhorar a característica de indutância dos mesmos e permitindo também o ajuste dos valores finais das indutâncias tão próximo quanto possível do valor desejado. Tal ajuste dos valores de indutância foi realizado em bancada por meio da leitura da queda de tensão em cada indutor, quando o mesmo se achava submetido a uma corrente alternada de 60 Hz e valor eficaz de 5 A. Tendo em vista o porte dos indutores, este método foi escolhido em preferência à medição com um medidor eletrônico de indutância, disponível no laboratório. Isto porque este tipo de equipamento efetua a medição em uma frequência elevada (da ordem de 1 kHz) e faz fluir no indutor uma corrente extremamente débil, insuficiente para magnetizar o núcleo, podendo assim levar a leituras incorretas. É claro que, ao se medir a queda de tensão sobre o indutor, está sendo considerada a impedância total do elemento, no qual há a contribuição da resistência dos enrolamentos. Não obstante, como foram utilizados fios de grande bitola nos enrolamentos dos indutores, as resistências de tais enrolamentos são desprezíveis. Os indutores resultantes tem cada qual uma massa de aproximadamente 2,9 kg.

### 5.2.3. Componentes dos Interruptores Bidirecionais

Através das Equações 4-11, 4-14 e 4-18 calcula-se, respectivamente, os valores máximo, eficaz e médio da corrente que flui através do MOSFET utilizado nos interruptores bidirecionais:

$$I_{max(M)} = 1,7410 \times 10^{-2} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 15,96 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-11}$$

$$I_{rms(M)} = 3,1996 \times 10^{-3} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 2,93 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-14}$$

$$I_{med(M)} = 9,7614 \times 10^{-4} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 0,89 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-18}$$

É interessante observar que, uma vez que a corrente flui em cada um dos interruptores bidirecionais apenas durante um intervalo equivalente a  $\frac{1}{6}$  do período de oscilação senoidal da rede, tem-se os valores eficaz e médio da corrente nesses interruptores bastante baixos, em relação à potência total processada pelo retificador. Por outro lado, durante os intervalos em que se acha bloqueado, a tensão entre os terminais *source* e *drain* de cada

MOSFET é obtida pela Equação 4-19:

$$V_{(M)} = \frac{V_o}{2} = 0,6683 \cdot V_i = 147,03 \text{ V} \quad \text{Cf. Eq. 4-19}$$

Para os diodos dos interruptores bidirecionais, o valor máximo da corrente é o mesmo já calculado para o MOSFET através da Equação 4-11:

$$I_{\max(Ds)} = 1,7410 \times 10^{-2} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 15,96 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-11}$$

Para o cálculo dos valores eficaz e médio da corrente que flui nesses diodos, utiliza-se as Equações 4-15 e 4-19:

$$I_{\text{rms}(Ds)} = 2,2624 \times 10^{-3} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 2,07 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-15}$$

$$I_{\text{med}(Ds)} = 4,8807 \times 10^{-4} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 0,45 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-19}$$

De posse dos valores numéricos, trata-se agora da escolha de componentes comerciais que atendam a tais especificações. No caso, foram escolhidos:

- Diodos **D<sub>a</sub>**, **D<sub>b</sub>**, **D<sub>c</sub>** e **D<sub>d</sub>**: *Semikron SK3G/04*
- MOSFET **M**: *International Rectifier IRF740*

Em cada um dos interruptores o MOSFET foi fixado a um pequeno dissipador de alumínio. Apesar de se ter verificado nas simulações apresentadas no capítulo anterior que não se produzem sobretensões nos interruptores durante as comutações dos mesmos, a montagem física do MOSFET entre os quatro diodos leva naturalmente a presença de indutâncias parasitas nas células, além da capacitância intrínseca dos componentes. Assim, foi considerado conveniente a inclusão de um circuito tipo “snubber” em paralelo com o MOSFET, conforme ilustrado na Figura 5-1.

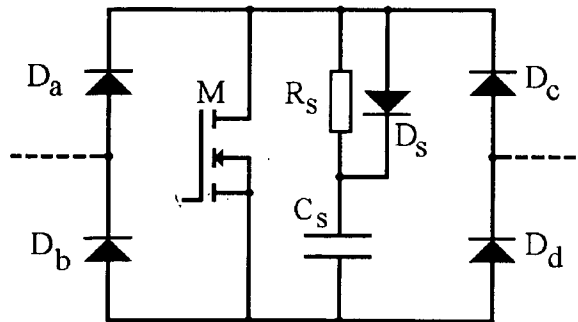


Figura 5-1: Inclusão de um pequeno circuito tipo “snubber” em cada um dos interruptores bidirecionais.

No protótipo foi usado para **C<sub>s</sub>** um capacitor de poliéster de 0,1 μF, 630 V; **R<sub>s</sub>** é um



resistor de fio de 1 k $\Omega$ , 5 W, enquanto que o diodo **D**<sub>5</sub> é do tipo 1N4004. É importante ressaltar que os componentes escolhidos possuem especificações bastante superiores ao mínimo exigido de cada um deles. No entanto, optou-se por tais elementos tanto pelo aspecto de facilidade de obtenção dos mesmos como para tornar o protótipo robusto para os testes de bancada.

#### 5.2.4. Diodos Retificadores

O valor eficaz da corrente que flui em cada um dos diodos retificadores principais do circuito é calculado pela Equação 4-22:

$$I_{rms(D)} = 1,6905 \times 10^{-2} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 15,50 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-22}$$

O valor médio dessa corrente é obtido com a Equação 4-24:

$$I_{med(D)} = 1,0341 \times 10^{-2} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 9,50 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-24}$$

A tensão reversa sobre cada diodo é dada pela Equação 4-25:

$$V_{max(D)} = V_o = 1,3366 \cdot V_i = 294,05 \text{ V} \quad \text{Cf. Eq. 4-25}$$

Com estes dados, escolheu-se diodos *Semikron* SKN12/12 para **D**<sub>1</sub>...**D**<sub>6</sub>. Cada um desses diodos foi montado em um dissipador de alumínio individual, já que possuem o anodo ligado fisicamente ao invólucro metálico com a rosca de fixação, devendo assim ficar eletricamente isolados uns dos outros.

#### 5.2.5. Circuito para Geração dos Sinais de Comando dos Interruptores

Para a realização dos testes dos protótipos, foi necessário dispor-se de um circuito que permitisse o acionamento dos interruptores bidirecionais do modo como foi estabelecido pela concepção do retificador. Tal circuito teve como requisitos básicos para a sua concepção:

- Detecção automática da “passagem por zero” da tensão fase—neutro de cada uma das fases;
- Geração síncrona de pulsos retangulares para acionamento dos MOSFETs dos interruptores;
- Ajuste manual da duração dos pulsos de comando, dentro da faixa de 0° a 35°, de modo a permitir uma investigação da influência do ângulo de condução dos interruptores bidirecionais no comportamento do circuito.
- Isolamento elétrico dos terminais *gate* dos MOSFETs entre si e em relação à rede elétrica.

Para cumprir tais requisitos, foi aproveitado um circuito anteriormente concebido no laboratório [14], o qual se baseia no circuito integrado comercial **TCA 785**, juntamente com alguns circuitos integrados com portas lógicas de tecnologia CMOS e componentes discretos, de

modo a gerar sinais de comando como os desejados. A Figura 5-2 mostra um diagrama esquemático do circuito utilizado. Nesta figura está sendo representado o circuito correspondente a uma das fases, sendo os das demais semelhantes. O ajuste manual do ângulo de condução dos interruptores é feito por meio da atuação sobre o potenciômetro  $P_1$ , que é comum às três fases. Neste potenciômetro acoplou-se ao eixo um botão dotado de uma engrenagem de redução, possibilitando um ajuste fino e simultâneo no valor do ângulo de condução dos três interruptores.

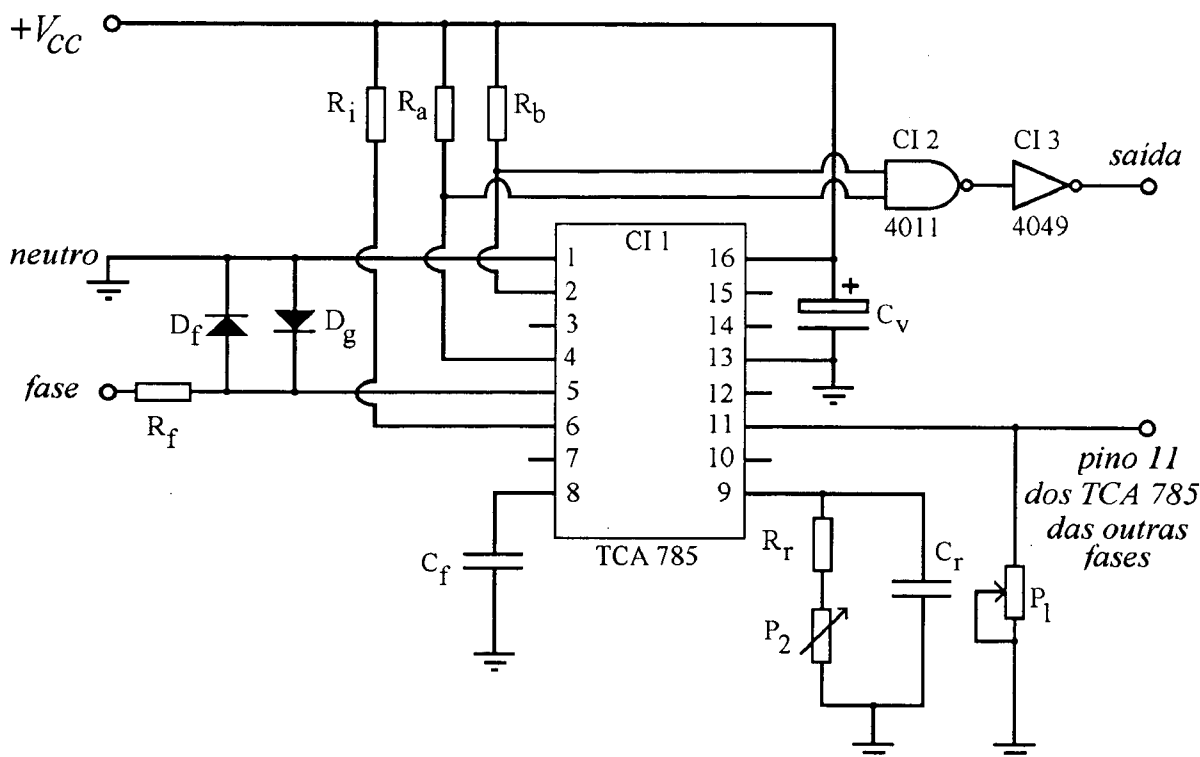


Figura 5-2: Circuito de geração dos sinais de comando para os interruptores bidirecionais.

Na Figura 5-2, os componentes tem os seguintes valores:

$R_i$  = resistor 10 k $\Omega$ , ¼ W

$R_a$ ,  $R_b$  = resistores 15 k $\Omega$ , ¼ W

$R_r$  = resistor 22 k $\Omega$ , ¼ W

$R_f$  = resistor 1,2 M $\Omega$ , ½ W

$C_r$  = capacitor de poliéster 100 nF, 250 V

$C_r$  = capacitor de poliéster 47 nF, 250 V

$C_v$  = capacitor eletrolítico 100  $\mu$ F, 25 V

$D_f$ ,  $D_g$  = diodos 1N4001

$P_1$  = potenciômetro 100 k $\Omega$  (comum às três fases)

$P_2$  = "trim-pot" 100 k $\Omega$

CI 1 = circuito integrado TCA 785

CI 2 = circuito integrado CMOS 4011 (4 portas NAND por invólucro)

CI 3 = circuito integrado CMOS 4049 (6 inversores com *buffer*)

Uma vez que em cada interruptor bidirecional o respectivo MOSFET tem o terminal *source* em potencial elétrico diferente, não há uma referência comum para os terminais *gate* e portanto é impossível ligar diretamente a saída do circuito gerador de pulsos aos MOSFETs. O isolamento dos sinais de comando entre si e em relação à rede foi obtido através do emprego de acopladores ópticos tipo TIL 111, conforme ilustrado na Figura 5-3. Cada um dos circuitos ligados aos acopladores ópticos tem alimentação independente da alimentação do circuito de geração de pulsos. Para isso, foram construídas quatro fontes de alimentação de 15 V e baixa potência, baseadas no regulador linear integrado LM 7815, sendo alimentadas por um pequeno transformador com quatro enrolamentos secundários independentes.

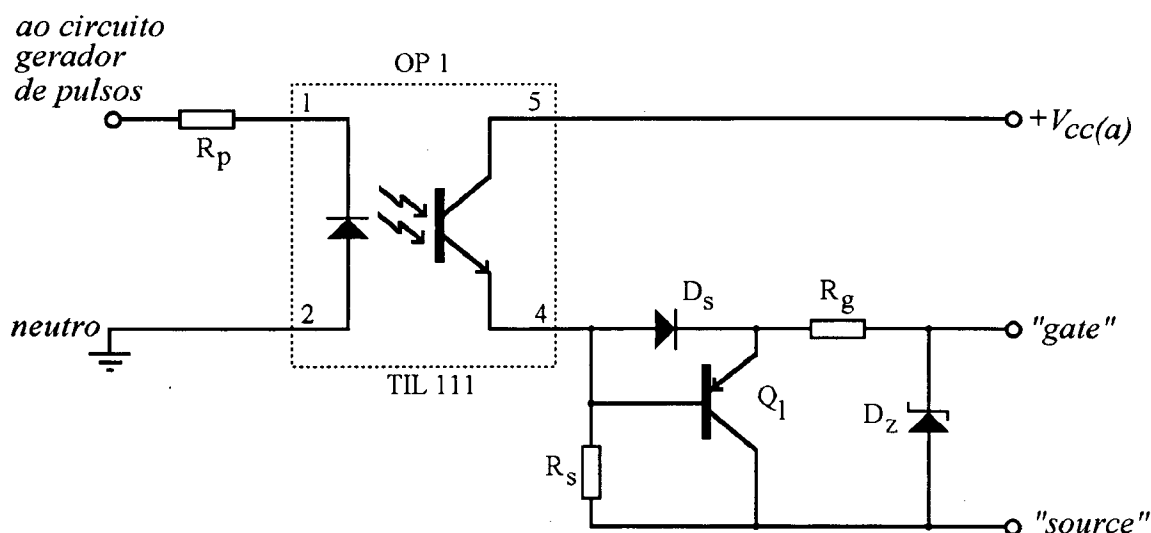


Figura 5-3: Circuito de isolamento colocado entre o circuito de geração de pulsos de comando e cada um dos MOSFETs dos interruptores bidirecionais.

Na Figura 5-3 os componentes citados tem os seguintes valores:

$R_p$  = resistor 1 k $\Omega$ , ¼ W

$R_s$  = resistor 1,8 k $\Omega$ , ¼ W

$R_g$  = resistor 33  $\Omega$ , ½ W

$D_s$  = diodo 1N4148

$D_z$  = diodo zener 15 V, 400 mW

$Q_1$  = transistor BC 308

OP 1 = acoplador óptico TIL 111

### 5.2.6. Capacitores Eletrolíticos

Conforme já estabelecido no capítulo anterior, em aplicações práticas do retificador em pauta os capacitores eletrolíticos  $C_a$  e  $C_b$  deverão ser objeto de um estudo cuidadoso, levando em conta requisitos do circuito a ser conectado à saída do retificador. No caso do presente protótipo, o mesmo foi concebido para ser ensaiado com carga resistiva, de modo que a única preocupação quanto à escolha dos capacitores eletrolíticos foi que os mesmos suportassem as correntes resultantes das comutações dos interruptores bidirecionais. Com a Equação 4-26 calcula-se o valor eficaz da corrente que flui nesses capacitores, devido às comutações:

$$I_{rms(C)} = 1,5998 \times 10^{-3} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 1,47 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-26}$$

É obvio que, quanto à tensão, cada um dos capacitores estará submetido à metade da tensão de saída do retificador, ou seja, aproximadamente 150 V.

De posse desses valores, foram escolhidos capacitores eletrolíticos *Icotron* de 600  $\mu\text{F}$ , do tipo denominado “alta confiabilidade”. Por uma questão de segurança para o manuseio do protótipo foi ligado em paralelo com cada um dos capacitores eletrolíticos um resistor de fio de 1  $\text{k}\Omega$ , 10 W, com a finalidade de descarregar a energia armazenada em tais capacitores quando o protótipo fosse desligado, de modo a não se ter o risco de choques elétricos durante o manuseio das cargas.

### 5.3. Ensaios do Primeiro Protótipo

Para os testes no laboratório, conectou-se à saída do protótipo um conjunto de resistores de fio de baixo valor ôhmico e elevada potência. Tais resistores podiam ser arrançados em diferentes configurações em série e em paralelo, de modo a se obter diversos valores de carga. Nos testes foi também utilizado um osciloscópio digital equipado com um sensor de corrente a Efeito Hall, permitindo a visualização simultânea da tensão e da corrente em um dos cabos de alimentação do protótipo. Por intermédio de uma interface tipo GPIB, as formas de onda podiam ser transferidas a um microcomputador, onde um programa realizava com os dados recebidos a análise harmônica dos sinais selecionados. Os resultados de tais análises harmônicas foram, em cada condição de carga, gravados na forma de arquivos no disco rígido do microcomputador, podendo ser examinados posteriormente e utilizados para o cálculo do Fator de Potência e da Taxa de Distorção Harmônica. Os parâmetros de entrada e saída do retificador também foram medidos com amperímetros e voltímetros. Na entrada do conversor ligou-se um autotransformador variável o qual permitiu, em cada uma das medições, ajustar a tensão de

entrada fase—fase no valor nominal de 220 V. Para proteção do circuito, instalou-se também nas entradas fusíveis de 20 A.

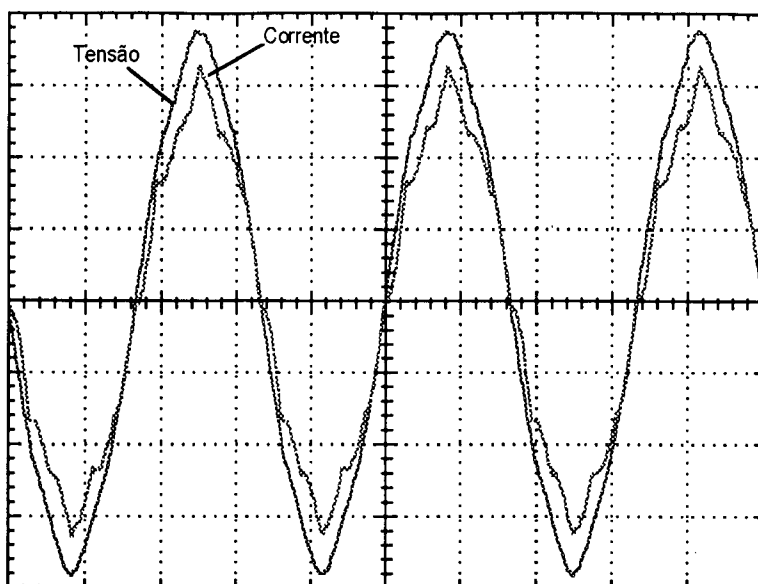
### 5.3.1. Ensaios com Potência Nominal e Ângulo de Condução fixo em 30°

Os primeiros testes foram realizados mantendo-se o ângulo de condução  $\alpha$  dos interruptores bidirecionais fixo em 30°, o que equivale a pulsos de comando dos MOSFETs com duração de 1,39 ms. O menor valor de resistência usada como carga foi 11,4  $\Omega$ , sobre a qual mediu-se uma tensão na saída do retificador no valor de 291,5 V e corrente de 25,57 A. Deste modo, a máxima potência de ensaio do retificador é muito próxima da potência nominal especificada no projeto, ou seja:

$$P = V_o \cdot I_o = 291,5 \times 25,57 = 7453,7 \text{ W} \quad \text{Eq. 5-1}$$

Note-se que os valores experimentais de tensão e corrente de saída são também muito próximos daqueles que foram calculados anteriormente para a carga nominal de 7,4 kW ( $V_o = 294,05 \text{ V}$  e  $I_o = 25,17 \text{ A}$ ).

Na Figura 5-4 observa-se as formas de onda de tensão fase—neutro de uma das fases de alimentação e da correspondente corrente de entrada nesta fase, obtidas para a potência de carga de 7453,7 W. É possível verificar que a forma de onda da tensão apresenta-se com distorção intrínseca, provavelmente devido à presença de equipamentos eletrônicos na rede elétrica da universidade. As medições realizadas revelaram que a tensão de alimentação disponível no laboratório tem Taxa de Distorção Harmônica (TDH) da ordem de 4 %. Apesar desse valor ter alguma influência nos resultados experimentais do protótipo, situa-se abaixo de 5 %, valor que se especifica como o máximo aceitável para consumidores industriais. Seria mais conveniente dispor-se de uma fonte de alimentação com tensão perfeitamente senoidal para os ensaios mas, na falta dessa, considera-se que o protótipo estava sendo ensaiado em condições próximas às que se verificaria em aplicações industriais do circuito.



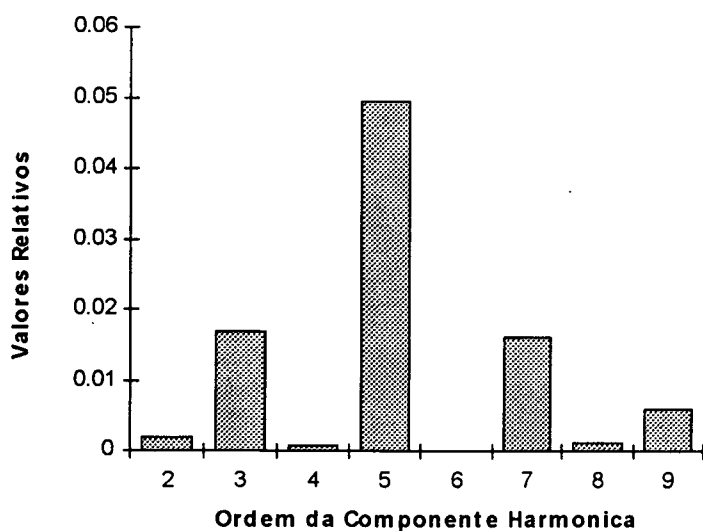
*Figura 5-4: Corrente de entrada e tensão fase—neutro de alimentação para potência de saída de 7,454 kW.*

*Escala: Tensão = 50 V/div; Corrente = 10 A/div; Tempo = 5 ms/div*

Os resultados da análise harmônica da corrente de entrada apresentada na Figura 5-4 são mostrados na forma de um gráfico de barras na Figura 5-5 e fornecem os seguintes valores para a Taxa de Distorção Harmônica e para o ângulo da primeira componente harmônica em relação à tensão:

$$\text{TDH} = 6,558 \%$$

$$\varphi_1 = -3,14^\circ$$

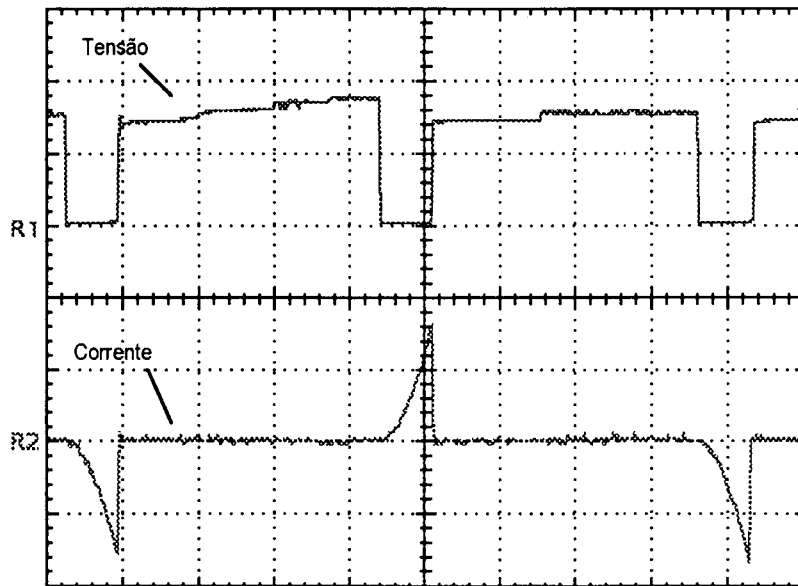


*Figura 5-5: Componentes harmônicas da corrente de entrada, em valores relativos à componente fundamental, para potência de saída de 7,454 kW.*

O Fator de Potência do primeiro protótipo pode portanto ser calculado, conforme a Equação 3-72:

$$(FP) = \frac{\cos(-3,14^\circ)}{\sqrt{1 + (0,06558)^2}} = 0,9964 \quad \text{Cf. Eq. 3-72}$$

É conveniente lembrar que, na análise matemática apresentada no Capítulo 3, previu-se Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada do circuito de 6,07 % e o Fator de Potência igual a 0,9926. Verifica-se, assim, um excelente desempenho do primeiro protótipo.



*Figura 5-6: Tensão sobre o MOSFET e corrente externa de um dos interruptores bidirecionais, para potência de saída de 7.454 kW.*

*Escala: Tensão = 100 V/div; Corrente = 10 A/div; Tempo = 2 ms/div*

Outro ponto de atenção, quando do ensaio com a potência nominal, foram os esforços sobre os MOSFETs dos interruptores bidirecionais. A Figura 5-6 mostra as formas de onda da tensão entre os terminais *source* e *drain* do MOSFET de um dos interruptores, junto com a corrente que flui neste mesmo interruptor. É interessante observar, na Figura 5-6, que os pulsos de corrente tem amplitude máxima de aproximadamente 16 A, sendo que no item 5.2.3 foi calculado que tal valor seria 15,96 A. Também conforme previsto, não se verificam sobretensões no MOSFET, o qual fica submetido a uma tensão de aproximadamente 150 V durante os intervalos de bloqueio.

Ainda nos ensaios com potência nominal, efetuou-se a medição da taxa de eficiência do retificador. Assim, mediu-se para uma potência de saída de 7,43 kW uma potência eficaz de entrada igual a 7,66 kW. Tem-se portanto:

$$\eta (\%) = \frac{P}{P_{i(rms)}} \times 100 = \frac{7,43}{7,66} \times 100 = 97 \% \quad \text{Eq. 5-2}$$

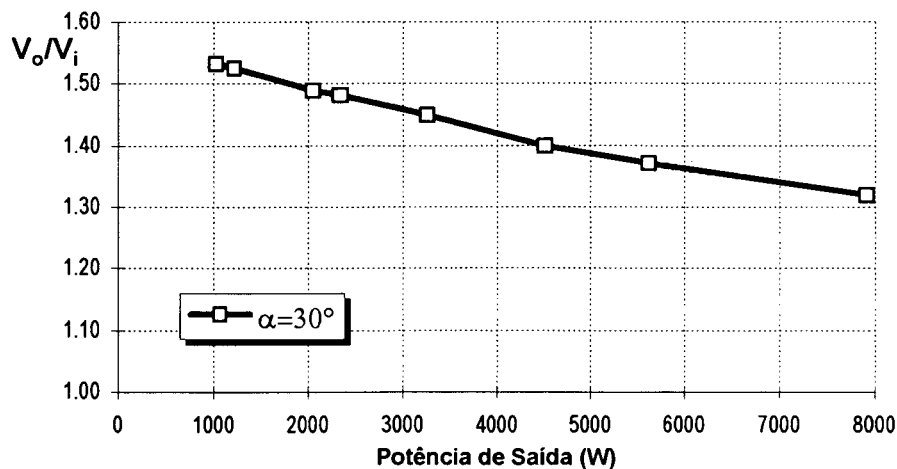
Este resultado situa-se dentro do que é considerado normal em retificadores trifásicos.

Assim, pode-se considerar que a dissipação adicional de potência devido à atuação dos interruptores bidirecionais é muito baixa frente à potência total processada pelo circuito e traz pouco prejuízo ao rendimento do retificador

### 5.3.2. Comportamento com Carga Variável e Ângulo de Condução Fixo

Realizando diferentes arranjos dos resistores usados como carga, procedeu-se ao levantamento das principais características elétricas do primeiro protótipo mantendo-se, para todos os pontos de medição, o ângulo de condução  $\alpha$  dos interruptores bidirecionais fixo em  $30^\circ$ , o que equivale a pulsos de *gate* com duração de 1,39 ms em sistemas elétricos com frequência igual a 60 Hz. Inicialmente tem-se na Figura 5-7 a curva característica da tensão de saída em função da potência de saída. Como era de se esperar, à medida que a potência de saída do retificador diminui, a tensão de saída aumenta, obtendo-se como consequência uma curva característica praticamente linear.

O comportamento do Fator de Potência e da Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada é mostrado nas Figuras 5-8 e 5-9, respectivamente. Uma vez que o projeto do circuito é otimizado para a carga nominal, para baixas potências tem-se um Fator de Potência reduzido e Taxa de Distorção Harmônica relativamente alta.



*Figura 5-7: Característica de saída do primeiro protótipo, mantendo-se o ângulo de condução fixo em  $30^\circ$ .*



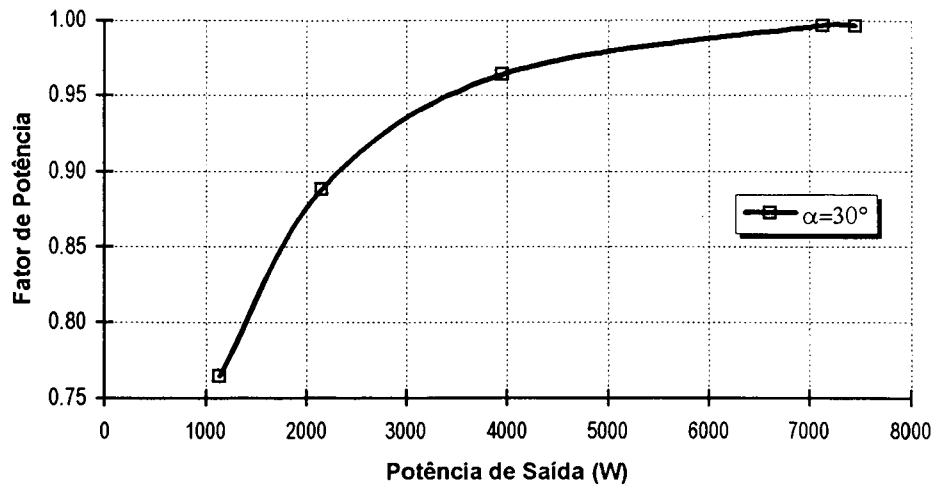


Figura 5-8 : Comportamento do Fator de Potência com a variação da Potência de Saída e mantendo-se o ângulo de condução fixo em  $30^\circ$ .

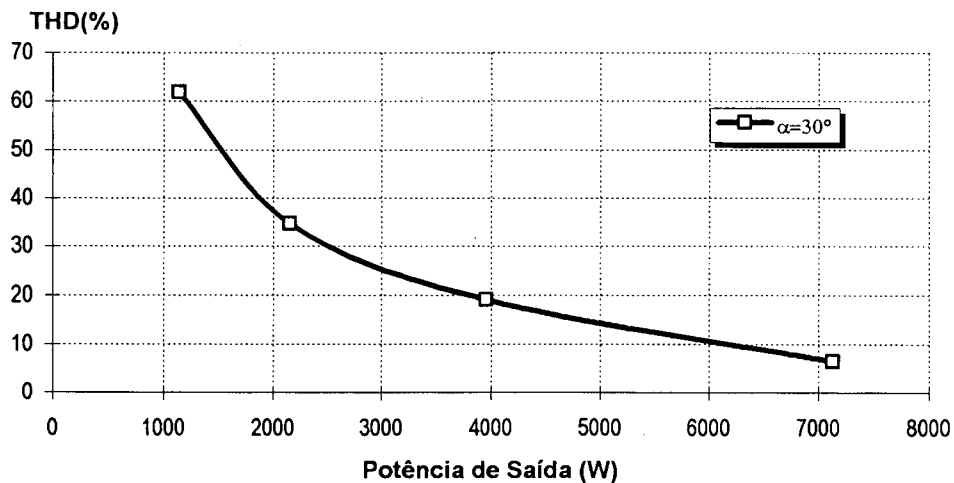


Figura 5-9 : Comportamento da Taxa de Distorção Harmônica com a variação da Potência de Saída e mantendo-se o ângulo de condução fixo em  $30^\circ$ .

### 5.3.3. Utilização do Ângulo de Condução para Regulação da Tensão de Saída

Através de uma comparação com o comportamento de um retificador trifásico clássico, é possível verificar que, no circuito em pauta, a atuação dos interruptores bidirecionais introduz uma etapa adicional de transferência de potência à carga. Isso pode ser facilmente comprovado, no caso do protótipo, através do procedimento usado durante os ensaios. No caso, iniciava-se cada um dos testes conectando-se o circuito à rede elétrica mas mantendo-se desligada a fonte auxiliar que alimentava o circuito de geração de pulsos. Quando se ligava o circuito de geração de pulsos, verificava-se que imediatamente a tensão de saída aumentava. Ou seja, no circuito em estudo tem-se em todas as condições de carga uma tensão de saída maior do que a que se teria num retificador trifásico convencional, sendo tal incremento resultado direto da ação dos interruptores bidirecionais. Tornou-se interessante verificar, frente a esta constatação, a

influência do ângulo de condução na tensão de saída do circuito.

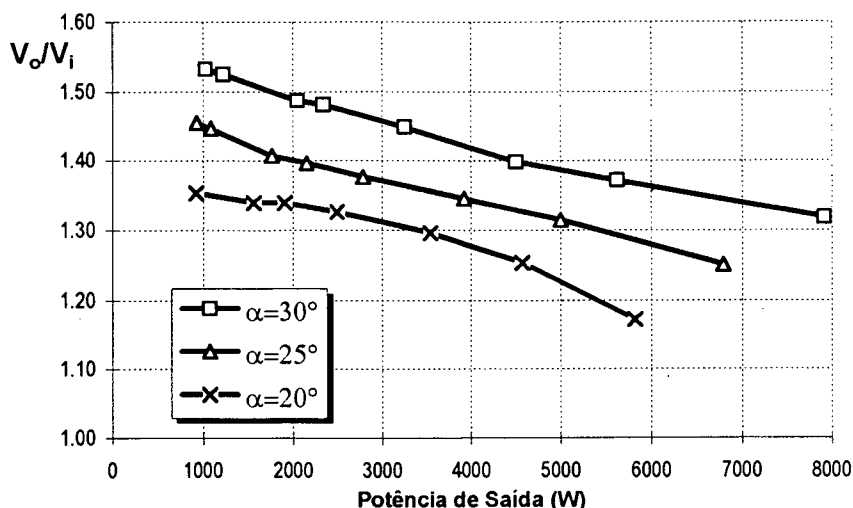


Figura 5-10: Característica de saída do primeiro protótipo, para ângulo de condução variável. Os pontos assinalam os valores de ensaio

A Figura 5-10 mostra três curvas características da tensão de saída do protótipo. Uma dessas curvas é a mesma já mostrada na Figura 5-7, obtida com  $\alpha = 30^\circ$ . As outras duas curvas foram obtidas ajustando-se manualmente o potenciômetro do circuito de geração de pulsos de *gate* de modo a se obter  $\alpha = 25^\circ$  (correspondente a pulsos de 1,16 ms) e  $\alpha = 20^\circ$  (pulsos de 926  $\mu$ s). Em todos os casos os pulsos de comando dos MOSFETs continuavam sincronizados com a tensão fase—neutro da respectiva fase e com início coincidente com a passagem por zero dessa tensão. Observa-se que as curvas correspondentes aos ângulos de condução de  $25^\circ$  e  $20^\circ$  são aproximadamente paralelas à curva anteriormente obtida para  $\alpha = 30^\circ$ .

Frente à constatação experimental de que o ângulo de condução dos interruptores bidirecionais exerce influência no valor da tensão de saída, surge a hipótese de se aproveitar tal característica do circuito de modo a se obter uma regulação dessa tensão. Voltando-se à Figura 5-10, é possível verificar que, considerando-se um determinado valor no eixo vertical para a relação das tensões, poderia se obter tal valor fixo através da adoção de diferentes valores para o ângulo de condução.

Tomando o ponto correspondente à potência máxima dos ensaios, obteve-se a tensão de saída igual a 291,5 V, usando-se  $\alpha = 30^\circ$ . Tomando-se este valor da tensão de saída como o “valor objetivo”, é possível mantê-lo fixo para cargas menores que 7,454 kW, simplesmente atuando-se sobre o ajuste do ângulo de condução. Para ilustrar tal possibilidade, efetuaram-se os ensaios descritos na Tabela 5-1. Ou seja, em cada condição de carga ajustou-se manualmente o ângulo de condução  $\alpha$  de forma a se obter 291,5 V na saída do conversor, medindo-se o ângulo

de condução  $\alpha$ , o Fator de Potência e a Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada resultantes.

Tabela 5-1: Valores obtidos com o ajuste manual da tensão de saída em 291.5 V.

Potência de Saída [W]	Ângulo de Condução $\alpha$ [°]	TDH da Tensão de Alimentação [%]	TDH da Corrente de Entrada [%]	Defasamento da Fundamental $\phi_1$ [°]	Fator de Potência
522	15,34	2,39	67,96	9,07	0,8167
1048	17,28	2,75	40,05	13,16	0,9039
1517	18,14	2,68	35,42	4,01	0,9403
1892	19,01	2,76	27,38	4,58	0,9614
2529	21,60	3,06	19,48	3,21	0,9800
3777	24,19	3,40	13,17	0,86	0,9913
4998	28,51	3,95	8,52	0,93	0,9963
7454	30,00	3,94	6,56	-3,14	0,9964

Os resultados da Tabela 5-1 mostram que o comportamento do circuito em cargas mais baixas é melhor, nesta condição de tensão de saída fixa, do que o que foi verificado nos ensaios anteriores onde o ângulo de condução era fixo. Esta afirmação fica mais claramente ilustrada pelas Figuras 5-11 e 5-12, onde se expõe, respectivamente, o Fator de Potência e a Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada, tomando como dados os valores da Tabela 5-1.

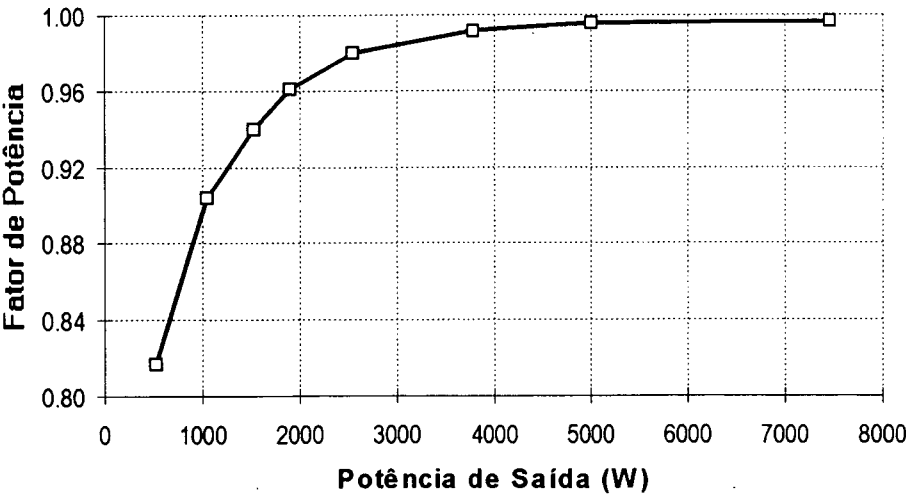
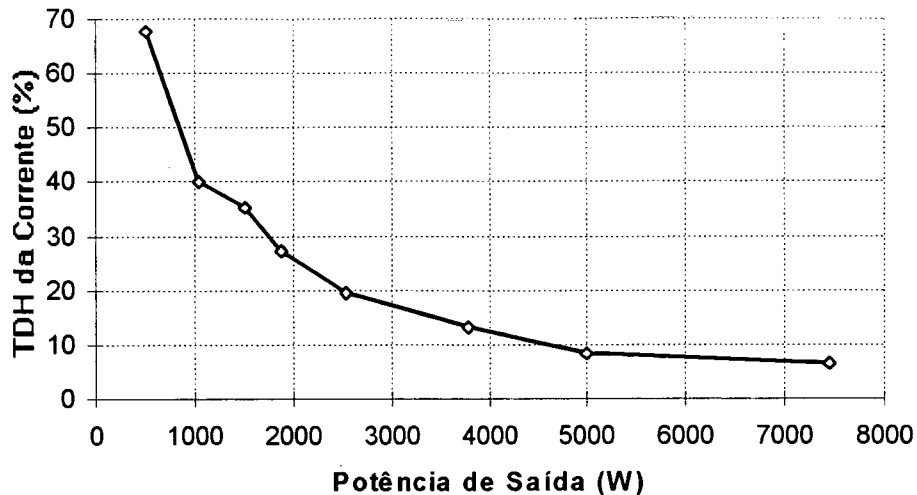
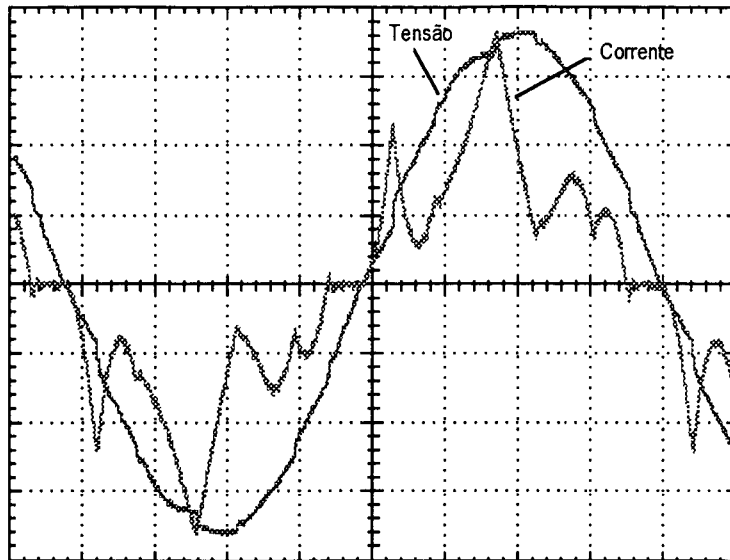


Figura 5-11: Fator de Potência do primeiro protótipo, mantendo-se a tensão de saída fixa em 291,5 V.



*Figura 5-11: Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada do primeiro protótipo, mantendo-se a tensão de saída fixa em 291,5 V.*

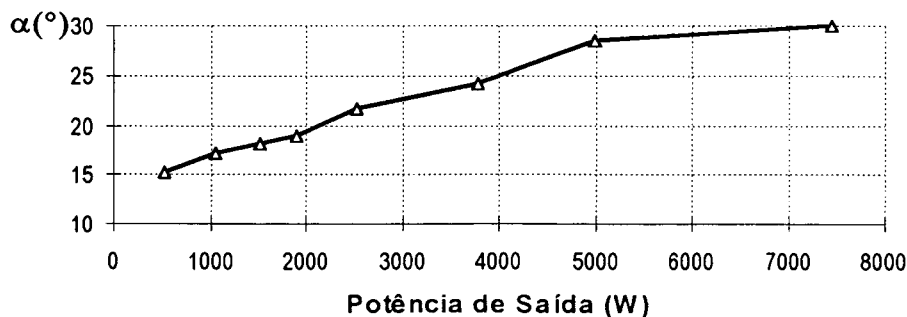
Tomando como exemplo a potência de saída de aproximadamente 1 kW e voltando-se à Figura 5-8, verifica-se que o Fator de Potência aumentou de 0,75 para cerca de 0,9 quando realizou-se o ajuste da tensão de saída através da atuação sobre o ângulo de condução dos interruptores bidirecionais. Da mesma forma, a Taxa de Distorção Harmônica, que era maior que 60 % para 1 kW na Figura 5-9, reduziu-se a aproximadamente 40 % para a mesma potência mostrada na Figura 5-11, quando se ajustou a tensão de saída em 291,5 V. Ou seja, ao se atuar sobre o ângulo de condução com a única preocupação de se manter a tensão de saída fixa no valor correspondente à carga nominal, automaticamente obteve-se uma melhoria significativa do comportamento do circuito com relação ao Fator de Potência e à Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada nas potências mais baixas. A Figura 5-12 mostra a tensão e a corrente de entrada na condição em que o retificador está fornecendo à carga uma potência de aproximadamente 1 kW. Nessa situação o ângulo de condução  $\alpha$  estava ajustado em aproximadamente  $17^\circ$ , de modo a se ter a tensão de saída igual a 291,5 V. Apesar da corrente mostrada na Figura 5-12 se apresentar com Taxa de Distorção Harmônica de 40%, o Fator de Potência é superior a 0,9, ou seja, significativamente maior do que aquele que se teria em um retificador de igual potência sem qualquer técnica de correção do Fator de Potência.



*Figura 5-12: Corrente de entrada e tensão fase—neutro de alimentação para potência de saída de 1 kW.*

*Escala: Tensão = 50 V/div; Corrente = 2 A/div; Tempo = 2 ms/div*

Finalmente, na Figura 5-13 é mostrada a variação do ângulo de condução dos interruptores bidirecionais, realizada através de ajustes manuais, de modo a se ter a tensão de saída do primeiro protótipo no valor igual a 291,5 V em todas as condições de carga ensaiadas. Verifica-se que o ajuste cuidadoso desse ângulo entre 15° e 30° resultou em tensão de saída regulada na faixa de potência de saída de 500 W a 7,4 kW.



*Figura 5-13: Resultados dos ajustes manuais sobre o ângulo de condução dos interruptores bidirecionais, realizados de modo a se obter tensão de saída constante nos ensaios do primeiro protótipo.*

#### 5.4. Projeto do Segundo Protótipo

A partir dos resultados animadores dos ensaios efetuados com o primeiro protótipo, foi proposta a construção de um segundo, com potência de saída nominal de 12 kW, baseado na topologia em estudo. O principal objetivo desse segundo protótipo foi verificar a possibilidade de se utilizar o retificador em um produto industrial.

As centrais de telefonia pública são dotadas de bancos de baterias conectados a unidades retificadoras que as mantêm permanentemente em regime de flutuação. A especificação

técnica 240-510-718 da TELEBRÁS [16] trata de unidades retificadoras com comando em alta frequência, alimentadas a partir da rede trifásica de 220 V (tensão fase—fase) onde se verifica a exigência de que tais unidades apresentem Fator de Potência superior a 0,92, para corrente de saída igual ou superior a 50 % da corrente nominal. As unidades retificadoras para telecomunicações tem tensão de saída nominal em 60 V, sendo que o valor padronizado mais elevado de corrente de saída é 200 A. Ou seja, tem-se para tais unidades uma potência máxima de saída de 12 kW, valor considerado bastante elevado para as técnicas de correção de Fator de Potência tradicionais. Tendo em vista que o retificador proposto poderá vir a ser usado como estágio de entrada em uma fonte para telecomunicações de 12 kW, considerou-se interessante estudar o desempenho do circuito nessa faixa de potência.

A topologia desse segundo protótipo é idêntica à usada anteriormente na construção do protótipo de 7,4 kW e já mostrada na Figura 4-1. Também nesse caso optou-se pela utilização de MOSFETs como elementos de comutação nos interruptores bidirecionais. Tem-se então as seguintes especificações básicas:

- Tensão de linha (tensão “fase—fase”) da alimentação trifásica:  $V_i = 220\text{V}$
- Frequência da rede de corrente alternada:  $f = 60\text{ Hz}$
- Potência de saída em corrente contínua:  $P = 12\text{ kW}$

Da mesma forma como ocorreu no caso anterior, estes dados são suficientes para o dimensionamento dos componentes do circuito, conforme relacionado à seguir.

#### 5.4.1. Tensão de Saída e Corrente Média na Carga Nominal

Como a tensão de linha da alimentação trifásica é a mesma do primeiro protótipo, o valor da tensão contínua de saída do retificador, com carga nominal, também é o mesmo já calculado com o a Equação 4-2:

$$V_o = 1,3366 V_i = 294,05\text{ V} \quad \text{Cf. Eq. 4-2}$$

A corrente média na carga para a potência de saída de 12 kW, é obtida com a Equação 4-3:

$$I_o = \frac{P}{V_o} = 0,7482 \cdot \frac{P}{V_i} = 40,81\text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-3}$$

#### 5.4.2. Indutores de Entrada

A indutância crítica do circuito é obtida com a Equação 4-4:

$$L = 3,8489 \times 10^{-2} \cdot \frac{(V_i)^2}{f \cdot P} = 2,58 \text{ mH} \quad \text{Cf. Eq. 4-4}$$

Para efeitos práticos, será adotado 2,6 mH para o valor da indutância dos indutores de entrada  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$ . Também neste caso os valores máximo e eficaz da corrente que flui por cada um desses indutores são calculados, respectivamente, com as Equações 4-6 e 4-9, já empregando-se o valor  $L = 2,6 \text{ mH}$ :

$$I_{\max(L)} = 3,7128 \times 10^{-2} \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 52,36 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-6}$$

$$I_{\text{rms}(L)} = 2,4121 \times 10^{-2} \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 34,02 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-9}$$

Tendo em vista a grande bitola dos fios necessários, devido ao elevado valor da corrente, os indutores foram fabricados por uma empresa que prestou apoio ao projeto. Também neste caso utilizou-se para os núcleos dos indutores chapas de aço—silício comuns, do mesmo tipo que as usadas em transformadores de fontes de alimentação convencionais. O ajuste final dos valores de indutância foi realizado no laboratório, através do mesmo método descrito anteriormente para o primeiro protótipo. Cada um dos indutores tem massa de aproximadamente 3,5 kg.

#### 5.4.3. Componentes dos Interruptores Bidirecionais

Usando-se as mesmas equações do caso anterior, calcula-se os valores máximo, eficaz e médio da corrente que flui através de cada MOSFET utilizado nos interruptores bidirecionais:

$$I_{\max(M)} = 1,7410 \times 10^{-2} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 24,55 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-11}$$

$$I_{\text{rms}(M)} = 3,1996 \times 10^{-3} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 4,51 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-14}$$

$$I_{\text{med}(M)} = 9,7614 \times 10^{-4} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 1,38 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-18}$$

A tensão entre os terminais *drain* e *source* durante os intervalos em que o MOSFET acha-se bloqueado é a mesma calculada para o primeiro protótipo:

$$V_{(M)} = \frac{V_o}{2} = 0,6683 \cdot V_i = 147,03 \text{ V} \quad \text{Cf. Eq. 4-19}$$

Para os diodos usados na “ponte” retificadora dos interruptores bidirecionais, tem-se o valor máximo, eficaz e médio da corrente:

$$I_{\max(Ds)} = 1,7410 \times 10^{-2} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 24,55 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-11}$$

$$I_{\text{rms}(Ds)} = 2,2624 \times 10^{-3} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 3,19 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-15}$$

$$I_{\text{med}(Ds)} = 4,8807 \times 10^{-4} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 0,69 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-19}$$

Foram escolhidos os seguintes componentes comerciais para cada um dos interruptores bidirecionais:

- Diodos **D<sub>a</sub>**, **D<sub>b</sub>**, **D<sub>c</sub>** e **D<sub>d</sub>**: *Semikron SK3G10*
- MOSFET **M**: *Advanced Power Technology APT6040BN*

Também neste caso cada MOSFET foi fixado a um pequeno dissipador de alumínio. Utilizou-se, em paralelo com cada MOSFET, um circuito tipo “*snubber*” idêntico ao que foi usado para o primeiro protótipo e que se encontra na Figura 5-1.

#### 5.4.4. Diodos Retificadores

Os valores médio e eficaz da corrente que flui em cada um dos diodos retificadores principais do circuito são:

$$I_{\text{med}(D)} = 1,0341 \times 10^{-2} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 14,58 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-24}$$

$$I_{\text{rms}(D)} = 1,6905 \times 10^{-2} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 23,84 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-22}$$

A tensão reversa sobre cada diodo é a mesma calculada para o primeiro protótipo:

$$V_{\max(D)} = V_o = 1,3366 V_i = 294,05 \text{ V} \quad \text{Cf. Eq. 4-25}$$

Escolheu-se três diodos *Semikron SKR26/04* (catodo ligado ao invólucro metálico) para **D<sub>1</sub>**, **D<sub>2</sub>** e **D<sub>3</sub>** e três diodos *SKN26/04* (anodo ligado ao invólucro metálico) do mesmo fabricante para **D<sub>4</sub>**, **D<sub>5</sub>** e **D<sub>6</sub>**. Os três diodos *SKR26/04* foram fixados diretamente em um mesmo dissipador de alumínio, que ficou sendo assim o “barramento positivo” de saída em corrente contínua do retificador. O mesmo foi feito com os três diodos *SKN26/04* em um outro dissipador de alumínio, que se tornou assim o “barramento negativo” do retificador.

#### 5.4.5. Circuito para Geração dos Sinais de Comando dos Interruptores

Utilizou-se o mesmo circuito de geração dos pulsos de comando dos MOSFETs que foi usado no primeiro protótipo.



#### 5.4.6. Capacitores Eletrolíticos

O valor eficaz da corrente que flui em cada um dos capacitores eletrolíticos de saída, devido a ação dos interruptores, é:

$$I_{rms(C)} = 1,5998 \times 10^{-3} \cdot \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 2,26 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-26}$$

No tocante à tensão, cada um dos capacitores estará submetido a metade da tensão de saída do retificador, portanto aproximadamente 150 V.

De posse desses valores, foram escolhidos capacitores eletrolíticos produzidos pela empresa *Icotron*, com capacitância de 4500  $\mu\text{F}$  e do tipo denominado “*computer grade*”. Como a tensão nominal de cada um deles é igual a 100 V, foram usados quatro desses capacitores ligados em série, com uma derivação no ponto médio. Tem-se assim uma capacitância resultante de 2250  $\mu\text{F}$  para  $C_a$  e igual valor para  $C_b$ . Também neste caso foi ligado em paralelo com cada um dos capacitores eletrolíticos um resistor de fio de 1 k $\Omega$ , 10 W, com a finalidade de descarregar a energia armazenada em tais capacitores quando o protótipo estivesse desligado.

Um cuidado adicional que teve que ser tomado, frente a alta capacitância resultante, foi a limitação da corrente de partida do retificador. Estando os capacitores descarregados, a súbita energização do circuito faz com que seja possível a existência de correntes da ordem de centenas de ampères, que fluiriam através dos diodos retificadores e poderiam inutiliza-los. A solução encontrada foi instalar, em série com os cabos de alimentação do circuito, um grupo de resistores limitadores de corrente. Aproximadamente um segundo após a energização do protótipo tais resistores são curto—circuitados, pois este pequeno intervalo de tempo já é suficiente para que os capacitores eletrolíticos se carreguem. No caso utilizou-se três resistores de 1,5  $\Omega$ , com potência de 20 W, acoplados a um contactor trifásico acionado por um circuito temporizado. Simulações realizadas em microcomputador mostraram que este arranjo permitia limitar a corrente de partida nos diodos retificadores a aproximadamente 66 A mesmo na pior situação, que seria a energização do circuito num instante tal que uma das fases estivesse com a amplitude máxima de tensão alternada. Tal valor de corrente situa-se dentro da faixa de segurança dos diodos SKN26/04 e SKR26/04.

#### 5.5. Ensaio do Segundo Protótipo

Da mesma forma como se procedeu anteriormente, utilizou-se como carga um grupo de resistores de fio de baixo valor ôhmico e grande dissipação de potência, que podiam ser arrançados em diversas configurações de modo a abranger a faixa de potência de saída desejada.

Os equipamentos de ensaio também foram os mesmos. Nas cargas mais elevadas, a corrente de saída em corrente contínua foi medida com o auxílio de um resistor tipo *shunt*. As correntes de entrada em corrente alternada foram monitoradas com amperímetros ligados a transformadores de corrente.

### 5.5.1. Ensaio em Carga Nominal

Usando um arranjo de resistores que resultou em aproximadamente  $7,6 \, \Omega$ , obteve-se os seguintes valores com o segundo protótipo:

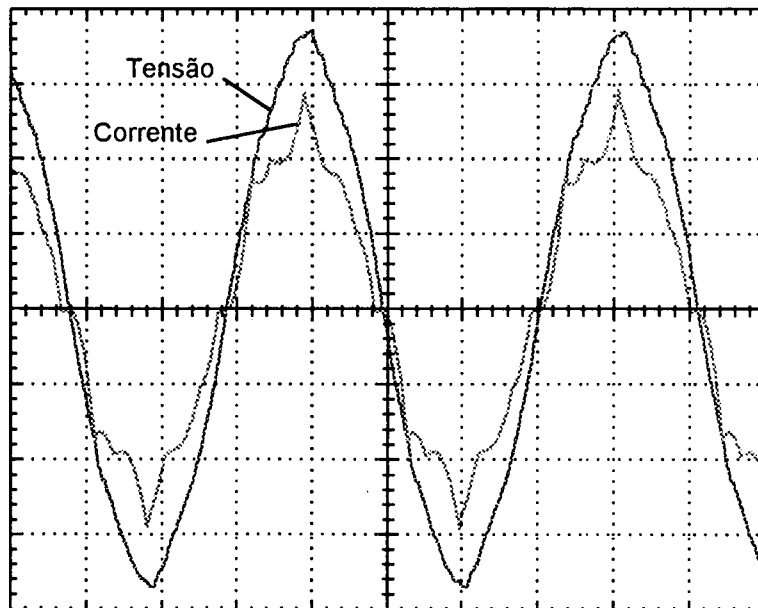
- Tensão de linha de alimentação:  $V_i = 214 \, \text{V}$
- Tensão de saída:  $V_o = 296,1 \, \text{V}$
- Corrente de saída:  $I_o = 40,33 \, \text{A}$

Com tais valores se calcula a potência de saída e a relação de tensões:

$$P = V_o \cdot I_o = 296,1 \times 40,33 = 11943 \, \text{W} \quad \text{Eq. 5-3}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{296,1}{214} = 1,38 \quad \text{Eq. 5-4}$$

Na Figura 5-14 tem-se as formas de onda da tensão fase—neutro e da corrente de entrada em uma das fases, obtidas na condição de ensaio descrita. Note-se que, como a potência de saída está um pouco abaixo do valor nominal, não se atingiu a condição de “condução crítica” da corrente, já que é possível verificar que a forma de onda correspondente à corrente se anula com alguns graus em avanço com relação à passagem por zero da tensão.



*Figura 5-14: Corrente de entrada e tensão fase—neutro de alimentação para potência de saída de 11,9 kW e  $\alpha = 30^\circ$   
Escala: Tensão = 50 V/div; Corrente = 20 A/div; Tempo = 4 ms/div*

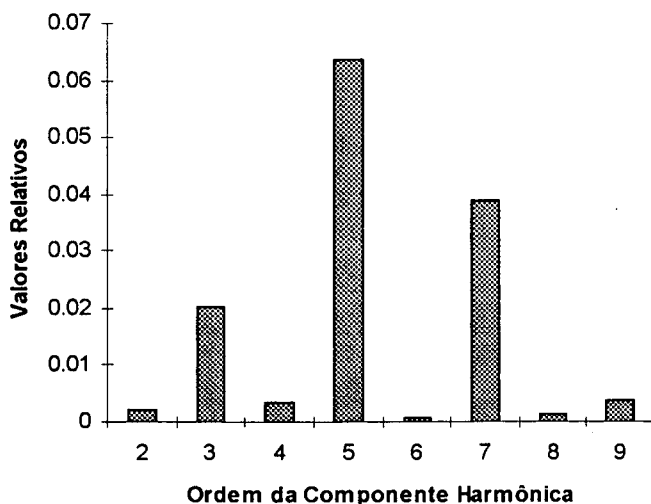
A análise harmônica da corrente de entrada apresentada na Figura 5-14 fornece os seguintes valores para a Taxa de Distorção Harmônica e para o ângulo da primeira harmônica em relação à tensão:

$$\text{TDH} = 10,54 \% \quad \varphi_1 = -1,89^\circ$$

Portanto, o Fator de Potência do segundo protótipo, nessas condições é:

$$(FP) = \frac{\cos(-1,89^\circ)}{\sqrt{1 + (0,1054)^2}} = 0,9940 \quad \text{Cf. Eq. 3-72}$$

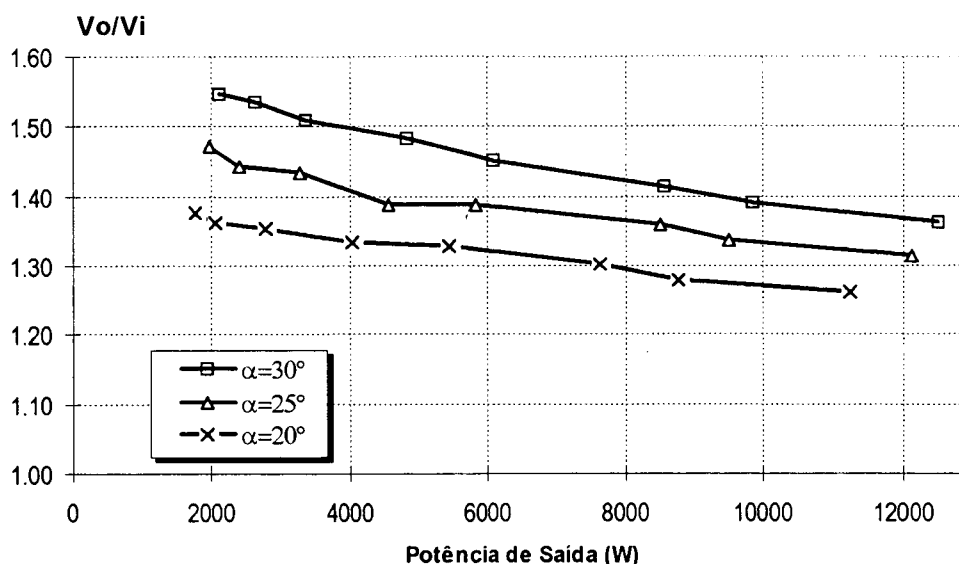
A Figura 5-15 mostra, através de um gráfico de barras, o resultado da análise harmônica da corrente representada na Figura 5-14. Observa-se que a Taxa de Distorção Harmônica é superior àquela que foi medida no primeiro protótipo, mas mesmo assim o Fator de Potência resulta próximo à unidade.



*Figura 5-15:  
Componentes harmônicas da  
corrente de entrada, em valores  
relativos à componente  
fundamental, para potência de  
saída de 11,9 kW.*

### 5.5.2. Característica de Saída

Na Figura 5-16 mostram-se os resultados obtidos em ensaios com diversos valores de carga e utilizando-se ângulo de condução dos interruptores bidirecionais nos valores de 30°, 25° e 20°. Da mesma forma como já havia sido visto para o primeiro protótipo, é evidente pelos resultados obtidos que o ângulo de condução exerce influência significativa na tensão de saída do retificador. Isto posto, utilizou-se na seqüência o mesmo procedimento adotado nos ensaios do primeiro protótipo, ou seja, ajustou-se manualmente a tensão de saída no valor correspondente à carga nominal, pela atuação sobre o potenciômetro que controlava o período dos pulsos retangulares enviados aos MOSFETs dos interruptores bidirecionais.



*Figura 5-16: Característica de saída do segundo protótipo.*

### 5.5.3. Utilização do Ângulo de Condução para Regulação da Tensão de Saída

Para verificar o uso do ângulo de condução dos interruptores bidirecionais ( $\alpha$ ) como variável de controle para a regulação da tensão de saída, adotou-se como “valor objetivo” da tensão de saída 294 V, que é o valor teórico do circuito em sua condição nominal. Assim, para cada arranjo de carga, ajustou-se manualmente o ângulo de condução com a única preocupação de manter-se a tensão de saída fixa neste valor. É obvio que, por outro lado, deve-se prestar atenção nestes ensaios para que a tensão de entrada permaneça razoavelmente constante em todas as medições, de modo a se ter resultados consistentes. Na falta de uma fonte de tensão trifásica regulada com a potência necessária para o ensaio, optou-se pela realização desses ensaios em horários nos quais havia pouca atividade na universidade, verificando-se então que a tensão de linha da alimentação trifásica permanecia praticamente constante em 215 V. Isto posto, mostra-se na Figura 5-17 o comportamento obtido quanto ao Fator de Potência do segundo protótipo, ao se manter a tensão de saída fixa através de tais ajustes manuais no ângulo de condução dos interruptores bidirecionais. De mesma forma, a Figura 5-18 expõe os resultados obtidos, nestes mesmos ensaios, quanto a Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada de uma das fases. Verifica-se, nessas figuras, que o presente protótipo apresenta um comportamento muito semelhante ao primeiro.

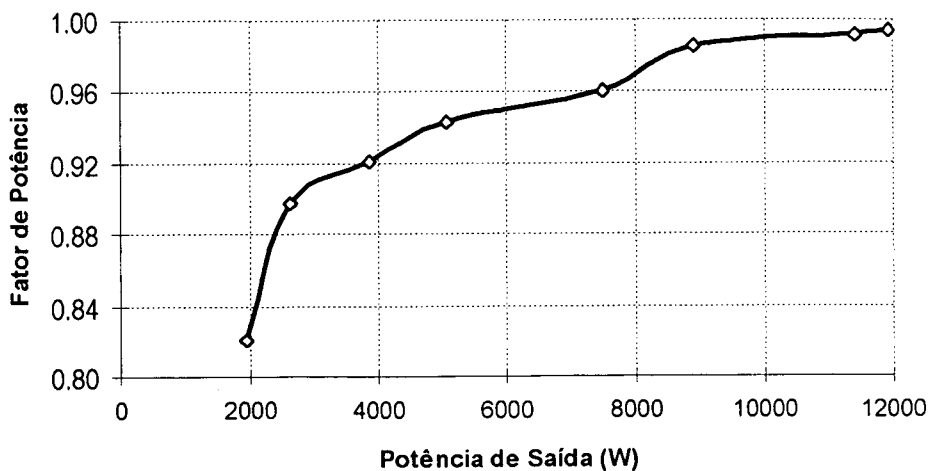


Figura 5-17: Fator de Potência do segundo protótipo, mantendo-se a tensão de saída fixa em 294 V.

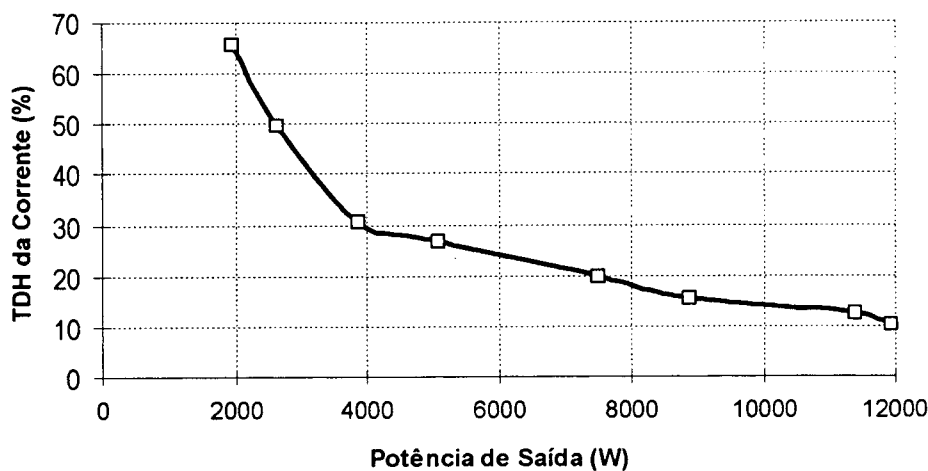


Figura 5-18: Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada de uma das fases do segundo protótipo, mantendo-se a tensão de saída fixa em 294 V.

Finalmente, a Figura 5-19 mostra que o ângulo de condução dos interruptores bidirecionais foi ajustado entre aproximadamente 15° e 30°, dentro da faixa de potência de 2 kW a 12 kW, de modo a manter a tensão de saída regulada no valor desejado.

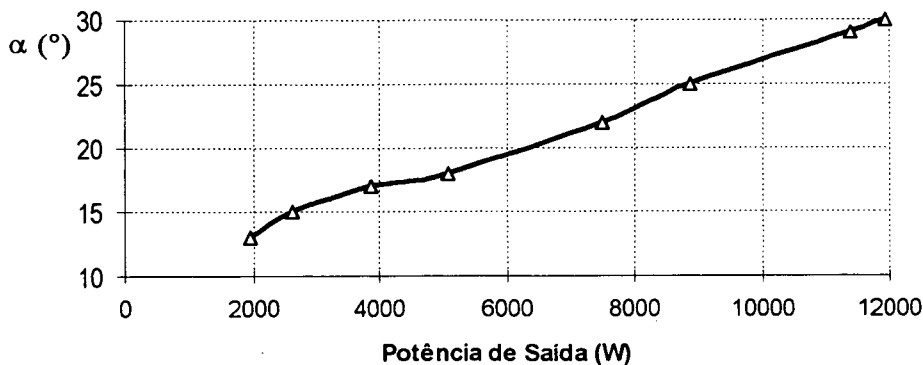


Figura 5-19: Resultados dos ajustes manuais sobre o ângulo de condução dos interruptores bidirecionais do segundo protótipo, realizados de modo a se obter tensão de saída fixa em 294 V.

## 5.6. Conclusões

A construção dos protótipos permitiu comprovar, através de resultados práticos, a viabilidade da utilização do circuito proposto na construção de retificadores trifásicos de elevada potência. As equações obtidas para o projeto são facilmente aplicadas à prática, sendo que os valores experimentais são muito próximos daqueles previstos pela análise matemática.

Verificou-se em ambos os protótipos que o ângulo de condução dos interruptores bidirecionais exerce nítida influência no valor da tensão de saída do retificador. Desta maneira, tal parâmetro pode ser usado como variável de controle de forma a se obter regulação da tensão de saída para uma ampla faixa de potência. Este tipo de regulação, realizado nos ensaios dos protótipos de forma manual, revelou ainda que traz benefícios no tocante ao Fator de Potência do circuito e à Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada, em comparação com a situação na qual mantém-se o ângulo de condução fixo. Ou seja, a implementação de um sistema realimentado que tenha como objetivo manter a tensão de saída regulada estará automaticamente fazendo com que o comportamento do circuito quanto ao Fator de Potência e à Taxa de Distorção Harmônica seja melhor do que o que se teria no mesmo retificador sem tal regulação de tensão.

## Capítulo 6: Discussão dos Resultados Experimentais

*“Em ciência, não é tão importante descobrir novas coisas, mas sim descobrir novas maneiras de pensar sobre as coisas antigas.”*

William Henry Bragg, (1862 - 1942)

### 6.1. Apresentação:

De posse dos resultados experimentais obtidos com os dois protótipos de laboratório, torna-se conveniente demonstrar as qualidades do circuito proposto, através de comparações com as outras alternativas apresentadas anteriormente no Capítulo 1. Tendo em vista que o presente trabalho trata de um novo retificador e que a implementação prática do mesmo revelou-se relativamente fácil, pode parecer à primeira vista que o circuito proposto se constituiria apenas em uma alternativa simplificada de se incrementar o Fator de Potência de retificadores trifásicos dotados de filtro indutivo na entrada. Ao contrário, tem-se a convicção de que o novo circuito reúne características de tal forma importantes que torna-se a alternativa mais viável para implementação prática em sistemas industriais, em comparação com as outras alternativas apresentadas.

### 6.2. Comparações com Soluções “Passivas”

Os retificadores trifásicos que dispõe unicamente de filtro indutivo, seja no lado AC ou no lado DC, tem características de Taxa de Distorção Harmônica muito maiores do que se obtém com o circuito proposto. De mesma forma, os valores de Fator de Potência alcançados em ambos os protótipos é muito superior ao que seria possível obter com tais alternativas.

Por outro lado a utilização de um transformador trifásico auxiliar, conforme os resultados apresentados em [8], aparece como uma alternativa interessante, já que se trata de uma solução puramente baseada em elementos passivos. Apesar dos autores não apresentarem em [8] os valores experimentais de Fator de Potência e de Taxa de Distorção Harmônica, mostram em uma tabela os valores medidos para algumas componentes harmônicas e obtidas em um protótipo com potência de saída de 6 kW. Na Tabela 6-1 reuniu-se tais dados a par com os valores medidos no primeiro protótipo apresentado no Capítulo 5, onde verifica-se nítida vantagem à favor do circuito proposto. Da mesma forma, deve-se levar em conta que no circuito apresentado em [8]

tem-se, além dos três indutores ligados à entrada trifásica, o peso e volume adicionais de mais um indutor saturável e do transformador trifásico, conforme já citado no Capítulo 1.

*Tabela 6-1: Comparações de resultados experimentais apresentadas em [8] para um protótipo de 6 kW com resultados obtidos à partir do primeiro protótipo construído com o circuito proposto.*

Ordem da Componente Harmônica	Obtido no Protótipo de 6 kW apresentado em [8]	Obtido no Protótipo de 7,4 kW apresentado no Capítulo 5
5ª	7 %	5%
7ª	5,9 %	1,8 %
11ª	5,9 %	< 0,5 %
13ª	4 %	< 0,5 %

Outra alternativa baseada em elementos passivos, apresentada no Capítulo 1, faz uso dos transformadores de “interfase” ou LITs. Em comparação com os resultados apresentados em [11] de um protótipo de 6 kW, os resultados obtidos com o protótipo de 7,4 kW e apresentados no Capítulo 5 são melhores. Já os resultados mostrados em [12], para um protótipo de 4 kW, são de mesma ordem que os obtidos com o protótipo de 7,4 kW usando o novo retificador. Neste caso, aponta-se como vantagem a favor do novo circuito a ausência do peso e volume representado pelos LITs, além da não necessidade de se ter dois retificadores trifásicos isolados como há em [11] e [12].

6.3. Comparações com Soluções “Ativas”

6.3.1. Índice de Comutação

Para fins de quantificar uma das principais características do novo retificador trifásico, propõe-se a definição de um **Índice de Comutação Máxima**, representado por  $\psi_{\max}$  e definido conforme a Equação 6-1:

$$\psi_{\max} = \frac{\sum (V_{\max(S)} \cdot I_{\max(S)})}{P}$$

Eq. 6-1

onde:

$V_{\max(S)}$  = tensão máxima presente nos terminais de cada interruptor no bloqueio;

$I_{\max(S)}$  = corrente máxima que flui em cada interruptor;

$P$  = potência de saída do retificador.



Como no numerador tem-se um produto dado em *volt.ampères*, tal Índice de Comutação revela-se adimensional. Pretende-se com tal índice quantificar a complexidade prática representada pela presença de interruptores comandados em um retificador que, despreocupando-se da questão do Fator de Potência, desempenharia sua função apenas com as comutações naturais dos diodos.

Por outro lado, no Capítulo 4 obteve-se a Equação 4-11 para a corrente máxima que flui por cada um dos interruptores bidirecionais:

$$I_{\max(S)} = 1,7410 \times 10^{-2} \left( \frac{V_i}{f \cdot L} \right) \quad \text{Eq. 4-11}$$

De mesma forma, a tensão de bloqueio nos interruptores bidirecionais foi fornecida pela Equação 4-20:

$$V_{\max(S)} = 0,6683 \cdot V_i \quad \text{Eq. 4-20}$$

Usando-se as Equações 4-11 e 4-20 e lembrando que tem-se três interruptores bidirecionais, a expressão para o Índice de Comutação Máxima do novo circuito é dada pela Equação 6-2:

$$\psi_{\max} = \frac{3,4905 \times 10^{-2} \left( \frac{V_i^2}{f \cdot L} \right)}{P} \quad \text{Eq. 6-2}$$

Conforme mostrou-se no Capítulo 2, ao se adotar a “Indutância Crítica” há uma relação fixa entre o valor dos indutores de entrada e a potência nominal do retificador, representada pela Equação 4-4:

$$L = 3,8489 \times 10^{-2} \left( \frac{V_i^2}{f \cdot P} \right) \quad \text{Eq. 4-4}$$

Trocando-se  $L$  por  $P$  na Equação 4-4, tem-se:

$$P = 3,8489 \times 10^{-2} \left( \frac{V_i^2}{f \cdot L} \right) \quad \text{Eq. 6-3}$$

Colocando-se a Equação 6-3 na Equação 6-2, obtém-se então o valor do Índice de Comutação Máxima do novo circuito:

$$\psi_{\max} = 0,907$$

Por analogia, se na Equação 6-1 for utilizado o valor **eficaz** da corrente que flui nos

interruptores, tem-se um **Índice de Comutação Eficaz** ( $\psi_{rms}$ ), conforme a Equação 6-4:

$$\psi_{rms} = \frac{\sum (V_{\max(S)} \cdot I_{rms(S)})}{P} \quad \text{Eq. 6-4}$$

O **Índice de Comutação Eficaz** ( $\psi_{rms}$ ) é de especial interesse nos casos em que os interruptores são implementados com dispositivos tais como MOSFETs, onde a natureza resistiva das perdas devem levar em conta o valor eficaz da corrente que flui no dispositivo. No caso particular do circuito proposto, usando-se idêntico raciocínio ao que foi feito anteriormente, obtém-se o valor particular para o **Índice de Comutação Eficaz**:

$$\psi_{rms} = 5,6 \times 10^{-2}$$

Já nos casos em que os interruptores bidirecionais são implementados com dispositivos de junção, como transistores bipolares ou IGBTs, é de interesse saber-se o valor médio da corrente que flui no dispositivo, razão pela qual propõe-se também um **Índice de Comutação Média** ( $\psi_{med}$ ), conforme a Equação 6-5:

$$\psi_{med} = \frac{\sum (V_{\max(S)} \cdot I_{med(S)})}{P} \quad \text{Eq. 6-5}$$

Também para o caso particular do circuito em estudo, tem-se:

$$\psi_{med} = 1,7 \times 10^{-2}$$

### 6.3.2. Comparação com o Retificador Trifásico associado a um Conversor DC-DC

Conforme apresentado no Capítulo 1, foi proposto originalmente em [9] a adição de um conversor DC-DC operando em modo descontínuo de corrente à saída de um retificador trifásico com indutores no lado AC, como maneira de se tornar praticamente unitário o Fator de Potência.

À primeira vista o circuito, mostrado novamente na Figura 6-1, é bastante simples, tendo-se no caso do uso de um conversor DC-DC tipo *boost* apenas um interruptor comandado, enquanto que no circuito proposto tem-se três interruptores bidirecionais.

Usando-se o roteiro de projeto apresentado em [9], tem-se através da Equação 6-6 o valor da corrente máxima que flui através do interruptor *boost*, onde  $V_{F-N}$  é a tensão fase—neutro de alimentação do retificador trifásico:

$$I_{\max(S)} = 2,86 \left( \frac{P}{3 \cdot V_{F-N}} \right) \quad \text{Eq. 6-6}$$

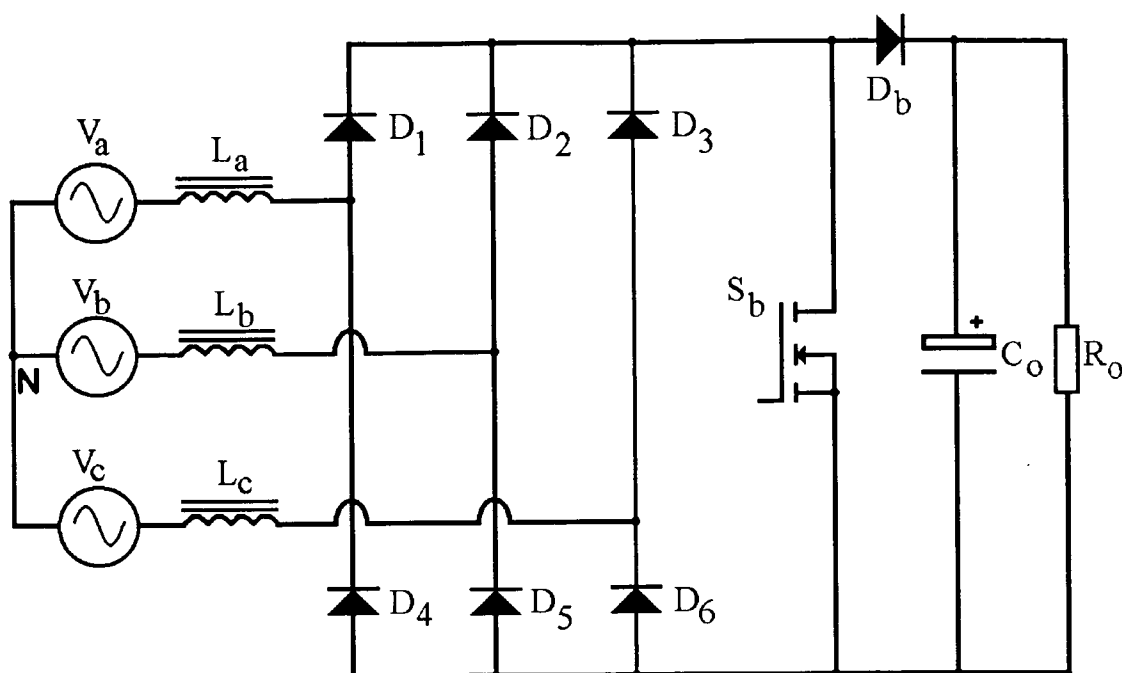


Figura 6-1: Retificador Trifásico com um Conversor DC-DC tipo boost.

Por outro lado, a Equação 6-7 fornece o valor eficaz da corrente que flui no interruptor *boost*, obtida também a partir do roteiro de projeto de [9]:

$$I_{\text{rms}(S)} = 0,713 \left( \frac{P}{3 \cdot V_{F-N}} \right) \quad \text{Eq. 6-7}$$

Também de [9], a tensão mínima na saída do conversor DC-DC tipo *boost* é calculada com a Equação 6-8, onde  $D$  representa a razão cíclica do interruptor *boost*.

$$V_{o(\min)} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \left( \frac{V_{F-N}}{1-D} \right) \quad \text{Eq. 6-8}$$

Supõe-se agora que, de posse dessas equações, pretende-se projetar retificadores trifásicos com potência de saída semelhantes aos protótipos apresentados no Capítulo 5 (7,4 kW e 12 kW), usando-se a topologia sugerida em [9], ou seja, usando-se um conversor DC-DC tipo *boost* para correção do Fator de Potência. Considerando que a rede trifásica de alimentação seja semelhante à que se usou para os protótipos apresentados e que utilize-se razão cíclica ( $D$ ) igual a 0,5 para o interruptor *boost*, a tensão de saída do circuito, obtida com a Equação 6-7 é:

$$V_{o(\min)} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \left( \frac{127}{1-0,5} \right) = 622,2 \text{ V} \quad \text{Cf. Eq. 6-7}$$

Usando-se as Equações 6-6 e 6-7, na Tabela 6-2 relaciona-se os valores máximo e eficaz da corrente que fluiria no respectivo interruptor *boost* em retificadores com potência de

saída de 7,4 kW e 12 kW. Usando-se as definições lançadas no item 6.3.1, foram também calculados os valores respectivos do Índice de Comutação Máxima ( $\psi_{\max}$ ) e Índice de Comutação Eficaz ( $\psi_{\text{rms}}$ ) desses hipotéticos retificadores, mostrados na Tabela 6-2.

*Tabela 6-2: Esforços no interruptor boost de retificadores implementados conforme a Figura 6-1, juntamente com os Índices de Comutação Máxima e Eficaz.*

Potência de Saída	Valor máximo da Corrente no interruptor <i>boost</i>	Valor eficaz da Corrente no interruptor <i>boost</i>	Tensão sobre o interruptor <i>boost</i> no bloqueio	Índice de Comutação Máxima	Índice de Comutação Eficaz
7,4 kW	55,55 A	13,85 A	622,2 V	4,67	1,16
12 kW	90,08 A	22,46 A	622,2 V	4,67	1,16

O exame da Tabela 6-2 permite verificar a nítida vantagem do novo circuito em relação à proposta de [9]. Observe-se, por exemplo, que o valor eficaz da corrente nos interruptores bidirecionais do protótipo de 7,4 kW é de apenas 2,93 A, e igual a 4,51 A no protótipo de 12 kW. Conforme mostrado no item 6.3.1, o Índice de Comutação Máxima ( $\psi_{\max}$ ) é igual a 0,907 no novo circuito, sendo igual a 4,67 na proposta de [9]. No tocante ao Índice de Comutação Eficaz ( $\psi_{\text{rms}}$ ) a vantagem do novo circuito também fica patente, uma vez que se tem tal valor igual a 0,056 no novo circuito e 1,16 no circuito proposto em [9]. Tais diferenças se traduzem, sob o ponto de vista de implementação prática de um retificador, em um custo muito mais elevado ao se optar pelo uso da alternativa mostrada em [9], em comparação com o novo circuito.

Além disso, há de se considerar que o valor calculado com a Equação 6-7 para a tensão de saída do circuito é bastante elevado e inconveniente, por exemplo, para um sistema de carregamento de baterias. Se for optado pelo uso de MOSFET como elemento interruptor *boost*, a tensão de bloqueio elevada se constituirá num grande problema de ordem prática. Para incrementar a tensão suportável por um MOSFET, os fabricantes são obrigados a manter baixo o nível de dopagem do canal, o que se traduz em uma elevada resistência de condução e conseqüente aumento das perdas por condução. Já no novo circuito o nível de tensão sobre os interruptores bidirecionais é muito baixo, permitindo que tais interruptores sejam implementados usando MOSFETs com pequena resistência de condução e possibilitando manter as perdas de condução em valores mínimos.

### 6.3.3. Comparação com o Retificador Trifásico com Três Interruptores e Modulação de Largura de Pulso

Também foi apresentado no Capítulo 1 a proposta de [15], cujo circuito tem topologia idêntica à do circuito proposto, sendo porém os interruptores bidirecionais comandados por pulso de alta frequência com modulação de largura de pulso (*PWM*). São apresentados em [15] alguns valores referentes ao projeto de um retificador trifásico com potência de saída de 12,6 kW, alimentado por um sistema trifásico com tensão de linha (tensão fase—fase) igual a 400 V. Os valores médio e eficaz da corrente em cada um dos interruptores bidirecionais são mostrados na Tabela 6-3, juntamente com a tensão sobre cada interruptor nos intervalos de bloqueio e os valores calculados dos Índices de Comutação Eficaz e Média.

*Tabela 6-3: Esforços nos interruptores bidirecionais de um retificador implementado conforme [15], juntamente com os Índices de Comutação Eficaz e Média.*

Potência de Saída	Valor eficaz da Corrente em cada interruptor	Valor médio da Corrente em cada interruptor	Tensão sobre cada interruptor no bloqueio	Índice de Comutação Eficaz	Índice de Comutação Média
12,6 kW	8,6 A	4,4 A	350 V	0,72	0,37

Os valores de Índice de Comutação mostrados na Tabela 6-3 permitem concluir que o circuito proposto em [15] apresenta-se vantajoso em relação à proposta de [9]. Mesmo assim, o novo circuito objeto do presente trabalho é ainda melhor. Conforme se apresentou no item 6.3.1, o **Índice de Comutação Eficaz** ( $\psi_{rms}$ ) do novo circuito é igual a 0,056 e o **Índice de Comutação Média** ( $\psi_{med}$ ) é somente 0,017. Apesar das topologias serem semelhantes, tal diferença é compreensível pois, ao contrário do circuito com modulação *PWM*, no novo circuito os interruptores bidirecionais são acionados somente durante  $\frac{1}{6}$  de cada período da rede, o que conduz a valores eficaz e médio muito baixos para a corrente que flui nesses dispositivos. Isto posto, também neste caso a comparação se mostra favorável ao novo circuito.

Finalmente o circuito apresentado em [13] e [14], com três interruptores ligados ao ponto neutro do sistema trifásico, não será abordado nesta comparação visto que as sobretensões que aparecem sobre tais interruptores conduzem ao abandono de aplicações industriais dessa alternativa.

#### 6.4. Conclusões

Comparando-se os resultados experimentais obtidos com o novo circuito com resultados de outras propostas existentes na literatura, conclui-se que há nítidas vantagens deste em relação àqueles.

Fazendo-se inicialmente comparações com soluções baseadas em elementos passivos, verificou-se que tais circuitos apresentam Taxa de Distorção Harmônica elevada, juntamente com problemas de pesos e volumes elevados devido aos elementos magnéticos utilizados.

Para a comparação com propostas onde se tem interruptores comandados, foi proposto o cálculo de Índices de Comutação, numa tentativa de quantificar o grau de dificuldade enfrentado na implementação prática do respectivo circuito. Com isso, demonstrou-se que também nesses casos o novo circuito apresenta-se sempre vantajoso, uma vez que os interruptores bidirecionais processam uma potência muito baixa frente à potência de saída do retificador.

## Capítulo 7: Conclusões Gerais

*“Nunca me preocupo com a beleza quando estou tentando resolver um problema. Penso apenas em como solucionar o problema. No entanto, quando termino, se a solução encontrada não for bela, então tenho certeza de que não é a solução correta.”*

Richard Buckminster Fuller (1895 - 1983)

Neste trabalho foi apresentado um novo retificador trifásico, cuja principal característica é a de apresentar Fator de Potência elevado e baixa Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada, em comparação com os retificadores trifásicos básicos. Esse novo circuito foi concebido à luz dos trabalhos realizados anteriormente sobre o assunto e levando em conta a importância do tema frente à qualidade do sistema elétrico, sendo realizado em cinco etapas básicas:

- Proposta do novo circuito;
- Análise das etapas de funcionamento;
- Descrição do projeto de retificadores industriais;
- Experimentação através de protótipos de laboratório;
- Comparações do desempenho dos protótipos com outras estruturas.

A análise matemática do circuito proposto mostrou que é possível se ter uma descrição detalhada de todas as etapas de funcionamento do novo retificador, através de um conjunto de equações lineares. Apesar de serem usadas algumas hipóteses simplificadoras iniciais, os resultados de simulações e, posteriormente, os resultados experimentais confirmaram a validade de tais equações.

No tocante ao projeto, foram deduzidas equações complementares que possibilitam o cálculo dos esforços de corrente e de tensão nos componentes do circuito. Desta forma é possível a escolha de componentes comerciais para a montagem de retificadores industriais aplicando o novo circuito. Nesta etapa, chamou a atenção o baixo valor da potência processada por cada um

dos interruptores bidirecionais, em comparação com a potência de saída do retificador.

Em seguida foram realizadas montagens práticas de dois protótipos, aplicando-se o roteiro de projeto apresentado. Tais protótipos foram ensaiados e permitiram comprovar a aplicabilidade prática da proposta, verificando-se também que a análise teórica reflete com exatidão o funcionamento real do circuito.

Na sequência, os resultados experimentais foram analisados de modo crítico em comparações com outras soluções presentes na literatura especializada. Neste ponto foi possível verificar que o novo circuito apresenta-se com nítidas vantagens frente àquelas propostas, principalmente pelo baixo nível de potência processada pelos interruptores bidirecionais.

Na análise do conjunto do trabalho, é possível levantar uma série de conclusões gerais sobre o novo circuito:

- Através da escolha conveniente do valor da indutância a ser usada nos indutores de entrada do circuito, obtém-se Fator de Potência praticamente igual a unidade na potência nominal do retificador. Observe-se que, levando em conta a simplicidade do circuito, tal resultado é notável, visto que as demais alternativas estudadas só obtém um valor tão elevado às custas de técnicas de comutação em alta frequência e com um nível muito mais elevado de perdas.
- Apesar de otimizado para uma determinada potência, o circuito mostra-se com Fator de Potência elevado e com baixa Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada em uma ampla faixa de potência de saída.
- O comando dos interruptores bidirecionais em baixa frequência é um fator de grande importância, já que simplifica o circuito de comando e faz com que a técnica descrita possa ser implementada com uma grande variedade de tipos de dispositivos semicondutores, sem preocupações quanto às características rapidez de comutação.
- Frente à constatação de que a potência processada pelos interruptores bidirecionais é muito baixa em comparação com a potência total processada pelo retificador, pode-se estender este raciocínio à questão do custo. Ou seja, o acréscimo ao custo do retificador pela inclusão dos interruptores bidirecionais representa uma parcela pequena frente ao custo total do circuito.
- A utilização de baixa frequência de comutação também implica de modo favorável em outros custos associados, tais como os dos componentes do circuito de geração de pulsos de comando, dos CIs e das placas de circuito impresso. Além disso, garante-se a ausência de outros problemas normalmente associados ao uso de alta frequência, tais como a emissão de rádio—interferência ou surgimento de parâmetros parasitas.



- Os indutores usados na entrada do retificador operam na frequência da rede, podendo-se usar para a construção de seus núcleos chapas de aço—silício do mesmo tipo usualmente empregadas em transformadores industriais. Mesmo sendo necessárias indutâncias de magnitude relativamente alta, a alta densidade de fluxo magnético característica dessas chapas metálicas faz com que os indutores resultem com pequeno volume. O custo de tal material é, também, insignificante frente ao custo das ferrites que são necessárias em indutores de alta frequência.
- Os esforços adicionais nos diodos retificadores principais, devido à inclusão dos interruptores bidirecionais, são muito pequenos. É de se supor que em muitos casos poder-se-á adaptar num retificador trifásico existente a nova topologia, aproveitando-se os diodos retificadores, fato que pode ser extremamente útil para a reciclagem de equipamentos antigos.
- Os ensaios levados a efeito nos protótipos demonstraram que o ângulo de condução dos interruptores bidirecionais tem nítida influência no valor da tensão de saída do retificador. Frente a este fato, realizou-se ensaios específicos que demonstraram a viabilidade de se usar tal parâmetro como variável de controle da tensão de saída do conversor em uma ampla faixa de potência de saída. De mesmo modo, os ensaios demonstraram que a implementação de um controle dessa natureza atua também de modo favorável no tocante ao Fator de Potência e à Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada do retificador, que se apresentam com valores melhores do que aqueles obtidos com ângulo de condução fixo.

Tendo em vista o exposto, pode-se ultimar este trabalho com a constatação de que o novo retificador, pela simplicidade de implementação do circuito, pelo custo reduzido associado à facilidade de sua montagem prática e pelas importantes características apresentadas constitui-se em uma contribuição inédita e altamente relevante ao assunto.

Em trabalhos futuros poderão ser implantados sistemas automáticos para controle da tensão de saída, valendo-se do efeito do ângulo de condução dos interruptores bidirecionais sobre tal parâmetro.

## Referências Bibliográficas

- [1] DORF, Richard C. *Introduction to electric circuits*. John Wiley, New York, 1989. 592p.
- [2] THE SOFTWARE TOLLWORKS MULTIMEDIA ENCYCLOPEDIA. New York, 1992. Grolier. CD-ROM.
- [3] KEY, Thomas S. & LAI, Jih-Sheng. *Comparison of Standards and power supply design options for limiting harmonic distortion in power systems*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, n. 4, July/August 1993. p. 688-695
- [4] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION *Disturbances in supply systems caused by household appliances and similar electrical equipment - Part 2: Harmonics*. Publication IEC 555-2 - Amendment No. 2, 1990.
- [5] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION *Disturbances in supply systems caused by household appliances and similar electrical equipment - Part 2: Harmonics. Project draft of proposed new standard IEC 555-4*. September 1992.
- [6] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*. IEEE-Std. 519, June 1992.
- [7] RAY, W.F., DAVIS, R.M., WEATHERHOGG, I.D. *The three-phase bridge rectifier with a capacitive load*. Third International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives. London, UK, July 1988. p.153-156.
- [8] KIM, S., ENJETI, P., PACKEBUSH, P., PITEL, I. *An improved three phase diode rectifier with input power factor correction*. Memoria Tecnica del Congreso Internacional de Electrónica de Potencia. Cuernavaca, México, Agosto 1993. p. 107-112.
- [9] PRASAD, A.R., ZIOGAS, P.D., MANIAS, S. *An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers*. IEEE Power Electronic Specialists Conference Records (PESC), pp. 58-55, 1989.
- [10] NIERMANN, Clemens. *New rectifier circuits with low mains pollution and additional low cost inverter for energy recovery*. EPE'89, pp. 1131-1136.

- [11] SOUZA, Alexandre F., FERNANDES, Dilnei J. M., BONACORSO, Nelso G., BARBI, Ivo *A high performance 100A/48V rectifier system with power factor correction.* Anais do 2º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), Uberlândia, Nov. 28.-Dez. 2, 1993. pp. 183-188.
- [12] MUÑOZ B., Carlos A. & BARBI, Ivo. *A new high power factor three-phase diode rectifier.* IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (IECON'95), Orlando, Nov. 6-10, 1995. pp. 451-456.
- [13] FAGUNDES, José C., CRUZ, Cícero M. T., BARBI, Ivo *Active power factor correction in a three-phase rectifier by switching the AC line current.* Anais do 2º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), Uberlândia, Nov.-Dez. 1993. pp. 46-51.
- [14] CRUZ, Cícero M. T. *Retificador trifásico a diodos, de baixo custo, com correção de fator de potência.* Florianópolis, setembro de 1993. 80 p. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [15] KOLAR, J. W. & ZACH, F. C. *A novel three-phase three-switch three-level unity power factor PWM rectifier.* 28th PCIM Conference, Nürnberg, Germany, June 1994.
- [16] TELEBRÁS *Especificações gerais de unidades retificadoras tipo 3, chaveadas em alta frequência.* Sistema de Documentação TELEBRÁS, Série "Engenharia", documento nº 240-510-718, novembro de 1993. 17 p.